# TELECOMUNICAȚII

E 6748

● RADIOCOMUNICAȚII ● TELEFONIE ● TELEGRAFIE ● TRANSMISIUNI DE DATE

● TELEVIZIUNE ● ELECTROACUSTICĂ ● POȘTĂ

ANUL XXIII

**Nr. 1/1996**

București ● România

# Telecomunicații

Apare trimestrial sub îngrijirea:

*Centrului Național de Studii și Cercetări pentru Comunicații*
*Universității Politehnica București*
*ROMTELECOM - Centrul de Instruire și Documentare*

Sponsorul revistei este firma:

**ALCATEL**

*ISSN 1223 - 6527*

**CONSILIUL DIRECTOR:**

ing. Adrian TURICU
ing. Andrei CHIRICĂ,
prof. dr. ing. Adelaida MATEESCU,
dr. ing. Ion STĂNCIULESCU,
ing. Dumitru ANGHELESCU,
dr. ing. Lucian CONSTANTINESCU,
prof. dr. ing. Ioan CONSTANTIN,
prof. dr. ing. Marin DRĂGULINESCU,
ec. Nicolae MĂZGĂREANU,
ing. Constantin ȘERBĂNESCU,
prof.dr.ing. Alexandru Ștefan D. PREDA,
ing. Adrian MORARU.

Redactor șef: Aneta SABĂU
Redactor științific: Alexandru Ștefan D. PREDA

Tehnoredactare computerizată: Lucian Nicușor RUSU

Editare texte: Emiliea STOICULESCU

## NUMĂRUL 1 / 1996

## CUPRINS

1. ***Pierre Vincent***
Le multimédia, germes d'inovations **3**

2. ***Dragoș I. Ciurea***
Structures de reseaux synchrones et leur protection **6**

3. ***Ioan Duma***
WMC Distribution **11**

4. ***Silviu Ciochină***
***Ara Nefian***
Algoritmi rapizi pentru transformata HARTLEY discretă (partea II-a: Alți algoritmi) **16**

5. ***Sorin Popescu***
Generarea frecvențelor purtătoare pentru transmisiunile de date cu diviziune în frecvență **21**

6. ***Iancu Ceapă***
Codarea MBNB a semnalului de linie în transmisiunile digitale pe fibră optică **28**

7. ***Constantin Rădoi***
***Valentin Drogoreanu***
***Vasile Lăzărescu***
Modul de comandă microprogramat interfațat cu calculator PC pentru invertoare PWM **33**

8. ***Sorin Zoican***
Programe de simulare pentru evaluarea performanțelor algoritmilor adaptivi LSL și RLS **41**

**REVISTA TELECOMUNICAȚII**

**ÎN ATENȚIA AUTORILOR !**

*Textul unui articol, împreună cu figurile, figurile-foto și tabelele ce-l însoțesc, va cuprinde maxim 15 pagini A4 dactilografiate la două rânduri, pe hârtie albă, pe o singură față a filei.*

*Formulele se vor scrie clar, la mașină sau cu șablon cu tuș negru, conform STAS 1508-81 și Dicționarului limbii române.*

*Figurile și tabelele se vor executa la imprimantă laser (Laser Printer), cu dimensiunile maxime: lățime 17cm și înălțime 23cm. Figurile foto vor fi clare, cu efecte de contrast pronunțate, ilustrând ideile din text.*

*Figurile, figurile-foto și tabelele prezentate separat de text, vor fi numerotate în ordinea prezentării în text și vor fi însoțite de borderourile corespunzătoare, dactilografiate pe pagini separate, care vor cuprinde numărul figurii (figurii-foto sau tabelului), titlurile și legendele.*

*Figurile, figurile-foto și tabelele vor fi indicate în text, în mijlocul unui rând nescris, cât mai aproape de textul corelat.*

*Fiecare articol va fi însoțit de cuvinte cheie și un rezumat în limbile română, engleză și franceză, care va cuprinde maxim șase rânduri dactilografiate.*

*Articolul va conține bibliografia folosită, dactilografiată pe o pagină separată de text conținând numele autorului, titlul articolului, titlul cărții sau revistei cu paginile corespunzătoare, editura, orașul și anul apariției. Când lucrarea citată a fost tradusă în limba română, titlul se scrie în traducere, dar cu mențiunea că lucrarea a fost tradusă, și din ce limbă.*

*Predarea la redacție a articolului se face în două exemplare.*

*Răspunderea corectitudinii pentru redactarea finală revine autorului.*

*Conform regulilor editoriale, articolele publicate în revistă nu se mai înapoiază autorului.*

*Articolele, întocmite potrivit regulilor de mai sus, se transmit d-lui prof. Alexandru Ștefan D. Preda, Facultatea Electronică și Telecomunicații, Bd. Armata Poporului nr.1, telefon: 410 54 00, int. 307, 442 sau 145.*

*Colegiul de redacție*

## SOMMAIRE

**1. Pierre Vincent**

*Le multimedia, germes d'innovation*

Dans cet article, nous évoquons différentes questions corrélées au multimédia qui concernent les domaines du matériel, des communications et des usages. En effet, le multimédia offre un certain nombre de perpectives innovantes.

**2. Dragoș Ciurea**

*Structures de reseaux synchrones et leur protection*

On présente les principales structures de réseaux synchrones et les mécanismes de protection qui permettent de rétablir le trafic à la suite de défaillances affectant les fibres, les câbles ou les équipements.

**3. Ioan Duma**

*Distribution WMC*

**4. Silviu Ciochină; Ara Nefian**

*Algorithmes pour la transormée de Hartley discrète*

*II-éme partie: autres algorithmes*

Les algorithmes "spit-radix", les algorithmes en facteurs premiers et de Winograd, pour la transformée de Hartley discreète sont presentés. On donne une méthode récursive d'évaluation de la complexité arithmetique et une analyse comparative.

**5. Sorin Popescu**

*La géneration des fréquences porteuses pour transmissions de données par division en fréquence*

On présente deux methodes pour génerer les fréquences porteuses, adéqués respectivement aux systèmes avec MF et MA. On utilise de manière correspondante des conteurs éléctroniques commandés et des memories ROM.

**6. Iancu Ceapă**

*La methode de codages MBNB dans les transmissions numeriques sur le fibres optiques*

**7. Rădoi Constantin; Drogoreanu Valentin; Lăzărescu Vasile**

*Module de commande microprogrammé accouplé avec l'ordinateur pour les onduleurs à pulsation*

La travail présente un module pour la commande des onduleurs avec la variation de la pulsation de tension (PWM-pulse width modulation). Par l'accouplement avec ordinateur on offert une grande flexilibité aux modules de commande, qui peuvent generer, sous le controlle du programme, toutes les sortes des modulations.

**8. Sorin Zoican**

*Systeme de simulation qui peut servir pour l'evaluation des performances des algorithmes adaptifs*

Le travail presente un systeme de simulation qui peut servir pour l'evaluation des performances des algorithmes adaptifs. Le langage machine pour les processeurs ADSP 2101 (virgule fixe) et ADSP 21020 (virgule flotante) est utilise pour implementer deux algorithmes adaptifs : RLS et LATLMS. Une comparaison entre les deux implementations met en evidence le phenomene d'accumulation et de propagation des erreurs qui surgit pour les processeurs en virgule fixe et pas pour les processeurs en virgule flotante.

## CONTENTS

**1. Pierre Vincent**

*Multimedia, innovative perspectives*

**2. Dragoș Ciurea**

*SDFH network architectures and protection*

Typical SDFH network architectures and protection against fiber cable cuts and equipment failures, in order to provide network service aurvivablity, are presented.

**3. Ioan Duma**

*WMC Distribution*

The cumulant generating function and the cumulative distribution function for the current at the output of an avalanche photodiode APD are calculated. The derivation is based on an approximation to the shot noise distribution first given by Webb, McIntyre, and Conradi (abbreviated WMC). The results obtained are compared to those published.

**4. Silviu Ciochină; Ara Nefian**

*Fast Algorithms for discrete Hartley transform.*

*Part II: other algorithms*

Split-radix, prime-factor and Winograd algorithms for the Discrete Hartley Transform are presented. A recursive method for calculation of the arithmetic complexity is derived and the performances are comparatively analysed.

**5. Sorin Popescu**

*Carrier frequencies generation for frequency division data transmission*

Two methods for frequency carrieres generation are presented, appropriated for FSK and AM systems respectively. There are used programable counters and ROM memories correspondingly.

**6. Iancu Ceapă**

*MBNB coding for digital transmission on optical fibers*

**7. Rădoi Constantin; Drogoreanu Valentin; Lăzărescu Vasile**

*Micro programmed command module interfaced with personal computer for PWM inverters*

The Paper presents a module for the command of pulse width modulation inverters. By interfacing with personal computer is offered a great flexibility of the command module that can provide, under the programm control, practically all the modulation types.

**8. Sorin Zoican**

*Simulation programs for the evaluation of the adaptive algorithms performances*

The paper presents a simulation system that can be used for the evaluation of the adaptive algorithms performances. Two adaptive algorithms - Recursive Least Squares (RLS) and Lattice Least Mean Square (LATLMS) are implemented in assembler language for DSP processors ADSP 2101 (fixed point) and ADSP 21020 (floating point).

A comparasion between this different impkementations shows the accumulation and propagation of the numerical errors for the fixed point DSP processors in contrast with the floating point DSP processors.

# Le multimédia, germes d'innovations

***Pierre Vincent*** *

*Mots clef : multimedia, reseaux*

*Dans cet article, nous évoquons différentes questions corrélées au multimédia qui concernent les domaines du matériel, des communications et des usages. En effet, le multimédia offre un certain nombre de perpectives innovantes.*

## MATÉRIELS

### Processeur généraliste ou spécialisé (traitement de signal)

L'**évolution** des processeurs sera-t-elle suffisante pour que les informations du type son et image soient traitées par le processeur ou faut-il envisager l'utilisation d'une carte et de composants spécialisés par type de support ?

De nouvelles instructions spécifiques au traitement de pixel et à la compression devraient enrichir les processeurs.

L'analyse des besoins pour une application telle que la compression d'images montre que des opérateurs spécialisés sont nécessaires pour améliorer les performances de ce type d'algorithme. Ainsi un opérateur vectoriel de comparaison de chaînes améliore la vitesse d'exécution de la comparaison qui correspond à la partie la plus exécutée de la compression. Cet opérateur, outre la comparaison classique, devrait inclure la comparaison avec un seuil paramétrable de façon à autoriser les faibles différences entre pixels successifs. Un compteur incrémenté en parallèle à la comparaison donnera le nombre de pixels identifiques successifs. Ce computer fonctionne tout comme le compteur ordinal qui est incrémenté parallèlement à l'exécution de l'instruction.

## ALGORITHMES DE COMPRESSION MATÉRIELS OU LOGICIELS

Pour transmettre ou stocker des données multimédias du type images animées, l'utilisation de méthodes de compression est indispensable. Cette compression sera-t-elle matérielle ou logicielle ? En lien, avec la question précédente la compression sera effectuée par un processeur généraliste ou par un processeur spécialisé. Dans le cas d'une méthode de compression logicielle, le choix de la norme de compression elle même est moins important.,En effet, le téléchargement d'un programme de décompression préalable au flot vidéo comprimé proprement dit est possible. La taille d'un tel programme serait petite par rapport au flot vidéo. Le problème sera davantage de charger un exécutable adapté à la machine cible. Une norme de présentation à ce niveau serait nécessaire.

## NOUVELLE HIÉRARCHIE MÉMOIRE

L'usage de serveurs vidéo à multiaccès est envisagé. Les séquences vidéos seront stokés sur des disques importants [Dam]. Tous les films ne seront pas forcément sur disques magnétiques, on peut envisager la transmission de films stockés sur **CDROM** avec un stockage temporaire sur disque dur, le disque dur servant de cache par raport au **CDROM.** En effet, une différence de performance importante existe entre ces types de suports (10 msec et 300 msec de temps d'accès moyen). On conservera donc sur disque les derniers films accédés de façon à répondre aux demandes d'accès simultanés à un même film. Un exemple d'un nouveau modèle de hiérarchie est donné par le système serveur multimédia Tiger développé par Microsoft.

Les méthodes de gestion de la mémoire virtuelle et des tampons du système de gestion de fichiers ont également une incidence sur les performances dans un contexte multimédia.

## RÉSEUX ET COMMUNICATIONS

### Compression sur ATM

Les méthodes de compression standards du type **MPEG** et **H261** requièrent du débit fixe. Or la communication **ATM** offre une allocation dynamique

* Ecole Nationale d'Ingenieurs en COMMUNICATION - Villneuve d'Ascq, France

de la bande passante. L'usage d'un réseau **ATM** ne prend donc son sens que si l'utilisation de la bande passante est variable. La taille de la cellule **ATM** est fixe. Elle occupe 53 octets dont 48 octets pour les données. Par contre, le débit en nombre de cellules est variable et dépend de la quantité d'informations à transmettre. Ainsi le débit des algorithmes de compression employé ne devra pas être fixe, mais variable [ Pry ].

### Communications multipoints

Les protocoles de communications actuels sont surtout orientés point à point, les acquittements et demandes de retransmission sont souvent envoyées par les récepteurs. De nouvelles approches s'imposent pour les cas de diffusions multipoints. L'approche multipoints sera inhérente à **l'ATM**. Des évolutions multipoints sont également prévues dans le cadre du protocole **TCP-IP. [Rfc]**. La norme H320 offrira également des fonctionnalités multipoints permettant plusieurs connexions simultanées à la même borne vidéo.

### Communications haut débits ou compression

Faut-il favoriser le développement d'un réseau de communications haut-débits du type autoroute électronique ou au contraire insister sur l'amélioration des méthodes de compression de façon à pouvoir transmettre de la vidéo même sur modem ? Les deux approches seront utilisées et coexisteront.

L'intérêt de **l'ATM** au sein d'un réseau local est de fournir un réseau haut débits. En local, les switchings hubs offrent les mêmes avantages.

L'offre **ATM** sur réseau public va-t-elle se développer ? Cette offre **ATM** se positionnera dans la panoplie des produits des opérateurs de télécommunications. **L'ATM** permet par contre de faire de l'allocation dynamique de bande passante que ce soit dans le réseau de l'opérateur ou bien sur le lien entre une entreprise et le réseau public.

La compression devra également être adaptée aux besoins, inutile par exemple de filmer un transparent, numériser et comprimer l'acquisition vidéo pour la transmettre alors que le fichier texte de départ offre un milleur taux de compression.

## SYSTÈME D'EXPLOITATION

Pour gérer les différents flux, le besoin d'un système d'exploitation multitâche apparaît sur les stations de travail du type micro-ordinateur. Des outils de synchronisation sont également nécessaires pour synchroniser ces tâches entre elles. Pour stocker les fichiers vidéos, les systèmes de gestion de fichier devront permettre le stockage séquentiel des fichiers sur les disques de façon à éviter les déplacements de têtes.

## USAGES

### Stockage local ou communications

Pour la transmission de films numériques à domicile, deux approches sont envisageables:

- le stockage sur **CDROM** en local;
- la connexion à des serveurs vidéos distants.

La transmission de l'intégralité du contenu d'un **CD-ROM** par **ISDN** durerait environ 23 heures. Dans certains cas le stockage local est donc préférable à la transmission.

Des solutions mixtes avec stockage local et distant sont envisageables. Le compromis entre l'information stockée sur un **CDROM** local ou un serveur distant sera dicté par:

- la fréquence de mise à jour des informations;
- les coûts respectifs d'enregistrement et de communications;
- la disponibilité des moyens nécessaires.

Dans certaines solutions mixtes, le serveur distant interviendra pour la partie retour d'une transaction, par exemple la saisie effective de la commande suite à la consultation d'un catalogue sur un **CDROM** local ou bien la facturation au temps dans le cadre de l'utilisation d'un logiciel [Coc].

## COÛTS

Le choix d'une liaison satellite ou Numeris pour des cours multipoints dépend du coût des liaisons, la comparasion se fera sur des coûts annuels respectifs.

**Si Nb sites < Coût satellite/Coût ISDN alors**

**Numeris**

**Sinon Satellite**

Le coût d'enregistrement d'un **CD** est d'environ 1 ecu par séries de 1000.

### Compression

Les problèmes de compression et de transmission ne sont pas totalement identiques en temps réel et en temps différé. Par temps réel, nous entendons la communication directe du type vidéoconférence et par temps différé la

communication provenant d'un serveur vidéo. La transmission de reportages ou de films faits en direct s'assimile à du temps différé parce que la décompression peut être décalée du temps nécessaire. Les méthodes de compression en temps réel et en temps différé ne sont pas les mêmes. Les premières devront être rapides alors que pour les secondes le temps de compression n'est pas déterminant.

## LE MULTIMÉDIA POURQOUI FAIRE ?

En dehors de la visiophonie, un marché existe-t-il pour la transmission d'un nombre toujours plus important d'images ?

### Un réseau multimédia

La transmission de vidéo numérique sur Etherent est déjà possible à condition que le réseau ne soit pas surchargé. Il s'agit donc d'un problème d'organisation de réseau. En utilisant des ponts, des routeurs et surtout des switchings-hubs, nous envisageons la transmission de type visiophonie et l'installation de serveurs [Cox].

## LOGICIELS

Les logiciels de présentation spécifient des scénarios multimédia; ces logiciels se situent à différents niveaux.

- spécifications à l'aide de menus: ToolBook, Director
- spécificateurs de stockage: HTML
- programmation: Visual Basic

## CONCLUSION

Le choix entre le stockage local et les communications distantes intervient donc de nouveau fortement dans le domaine multimédia et induira une concurrence entre **CDROM** et accès à des serveurs vidéo distants.

Par les besoins croissants en bande passante qu'il suscite, le multimédia implique des modifications:

- au niveau de l'architecture des ordinateurs et du système d'exploitation;
- au niveau de l'architecture des réseaux et des protocoles;
- au niveau des interfaces utilisateurs et des logiciels utilisés.

Il suscitera également de nouveaux besoins chez les utilisateurs.

Mais, son aspect innovant, attrayant et ludique ne doit pas faire oublier, que le facteur clé de l'informatisation des entreprises reste l'amélioration de la productivité. Le multimédia débouchera donc sur les créneaux où il est vecteur d'amélioration de la productivité: le travail en groupe et la téléconférence.

Bibliographie

[Coc] Pricing in computer networks
R.Cocchi, S.Shenker, D.Estrin, L.Zhang
IEEE/ACM Transactions on Networking
Incidence du coût des communications sur l'usage

[Cox] Project Zeus
J.R. Cox, M.E. Gaddis, J.S.Turner
IEEE Network 03/93
Présentation d'un réseau **ATM** de campus

[Dam] Performances evaluation of a multimedia server for ATM networks
G.Damm, G.Babonneau, AL Beylot, M.Becker
Analyse du nombre de requêtes maximum exécutables sur un groupe de disques

# Structures de reseaux synchrones et leur protection

*Dragoş I. Ciurea* *

## 1. INTRODUCTION

La demande croissante de services nécessitant de hauts débits, le besoin de normalisation des interfaces optiques et de fléxibilité des équipements de transmission a été à l'origine de la conception, puis de la définition par le CCITT de la hiérarchie numérique synchrone (SDH). La SDH n'est pas limitative en termes de débit, les trames de niveau STM-N étant obtenues par entrelacement d'octets provenant uniquement des trames STM-1 à 155,520 Mbit/s.

L'ensemble de normes issues des recomandations du CCITT a conduit à concevoir non seulement des nouveaux équipements mais aussi de nouvelles topologies de réseaux et de techniques permettant d'augementer la fiabilité, du fait des hauts niveaux de protection requis pour la transmission à des debits aussi élevés.

L'article décrit des techniques de protection de l'équipment de transmission et du réseau SDH en fonction de sa topologie.

## 2. TYPES DE PROTECTION

Les protections mises en oeuvre peuvent se classer en deux grandes catégories : la protection des équipements par redondance de sousensembles et la protection des réseaux par réorganisation du trafic.

*La protection des équipments* est assurée generalement en appliquant une redondance de type **1+N** aux differents sousensembles. Les pannes logicielles sont classiquement detectées soit par la mise en route des autotests, soit par des contrôles de fonctionnement effectués pendant l'exploitation du système; selon la nature de la défaillance, les mécanismes de protection isolent le composant défecteux, une reconfiguration est initialisée et les fonctions affectées sont reparties sur d'autres ressources de l'équipement afin d'équilibrer la charge à gérer.

*La protection des réseaux.* Divers systèmes de protection des réseaux synchrones sont normalisés et definis dans la recommandation G.783 de CCITT, sous le nom d'automates de protection (APS). Certaines systèmes APS de type **1+1** ont fait depuis longtemps leur preuves dans les réseaux plésiochrones, mais leur efficacité est nettement améliorée dans les topologies spécifiques SDH.

## 3. STRUCTURES LOGIQUES DE RÉSEAUX

Les réseaux types sont basés sur des structures logiques. Les principales structures utilisées dans un réseau sont de quatre types: en chaîne (ou bus), en anneau, en étoile et maillé.

Un réseau en chaîne (fig. 1) est constitué d'une succession de noeuds. Les circuits peuvent être inserés ou éxtraits en n'importe quel noeud de la chaîne. Les deux noeuds d'extremité sont appelés noeuds terminaux (NT) et peuvent être constitués soit de multiplexeurs terminaux (TM) soit de teminaux de ligne (TL). Dans les noeuds intermédiaires on peut avoir soit des multiplexeurs à insertion-éxtraction (ADM) soit des régénérateurs (REG). Les réseaux en chaîne sont aussi appellés réseaux lineaires et utilisés pour des applications telles que les réseaux de chemin de fer, d'autoroutes, d'oléoducs.

Un réseau en anneau est, en fait, un réseau lineaire dont les deux éxtremités sont reliées (fig.

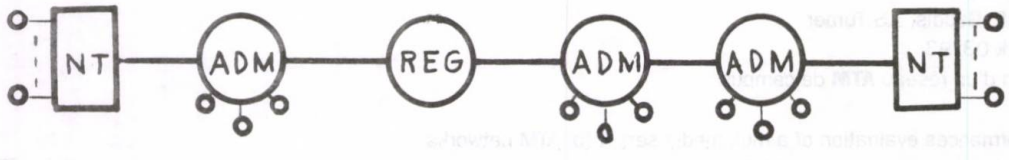



Fig. 1 - Reseau en chaine

* Université Politehnica de Bucarest

2), possedant uniquement des noeuds de multiplexeurs à insertion-éxtraction. Ce type de réseau joue un role important en SDH grâce aux mécanismes de cicatrisation réflexe (autocicatrisation): en cas de défaillance du réseau (rupture de câble, panne d'électricité, incendie, etc.) l'équipement detecte la défaillance, l'analyse, se réconfigure lui-même et informe le gestionnaire de réseau de son nouvel état de configuration dans un delai inferieur à 50 ms. Les applications des réseaux en anneau sont très nombreuses et vont des réseaux d'accès aux réseaux nationaux, en passant par les réseaux locaux et régionaux.

Le réseau en etoile (fig. 3), une topologie fréquente dans le réseau d'accès d'abonnes, est caracterisée par le fait que tout le trafic passe par un noeud central constitué generalement d'un brasseur (B) ou d'un répartiteur (R)

Dans un réseau maillé (fig. 4), chaque noeud est connecté à au moins deux autres noeuds du réseau par une ou plusieurs liaisons; les noeuds du réseau maillé contiennent essentielement des brasseurs ou des répartiteurs.

Les réseaux maillés - dont l'application est essentialement le réseau national - ont aussi la possibilité d'autocicatrisation, avec un temps de rétablissement d'environ 100 ms ou de reroutage assiste par un gestionnaire de réseau.

Les principales structures logiques permettant la mise en oeuvre d'un réseau SDH sont les structures en anneau, les structures maillés ou l'association des deux (structures hybrides). Chaqune de ces structures apporte au réseau un type de protection particulière.

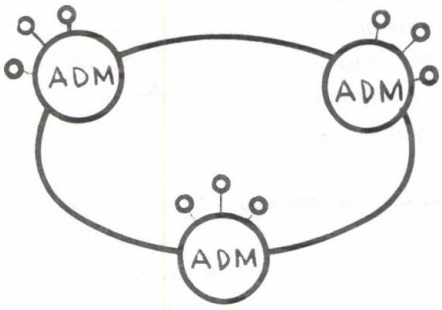



Fig. 2 - Reseau en anneau

## 4. PROTECTION DES RÉSEAUX EN ANNEAU

De point de vue logique, les réseaux en anneau peuvent être constitués d'un ou plusieurs anneaux synchrones STM-N connectés antre eux par un ou plusieurs noeuds. L'architecture monoanneau peut-être utilisée lorsque le nombre de noeuds global

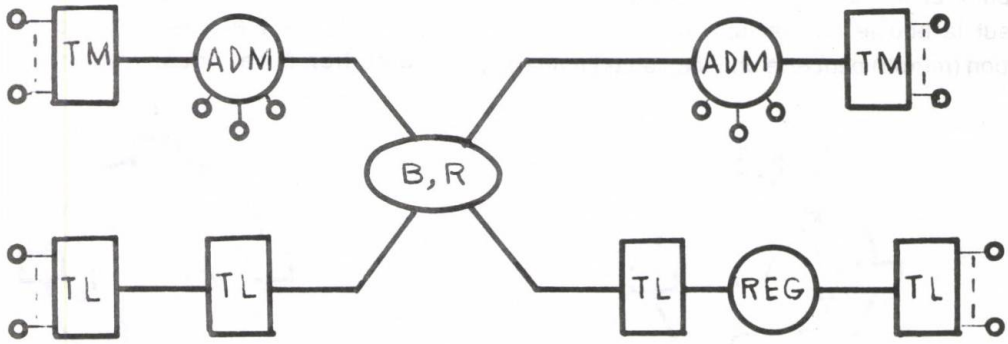



Fig. 3 - Reseau en etoile

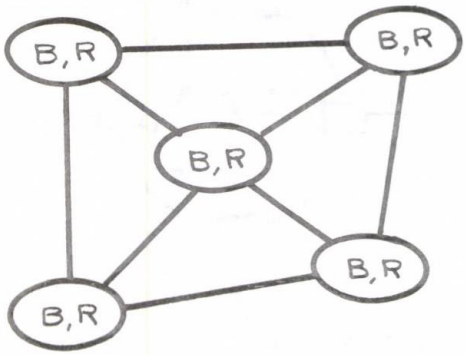



Fig. 4 - Reseau maille

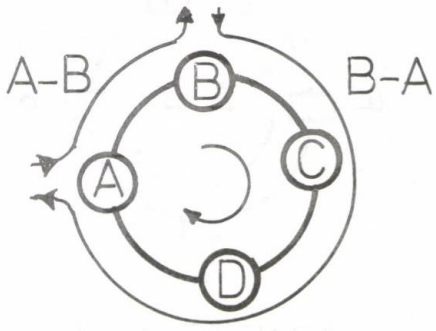



Fig. 5 - Anneau unidirectionnel

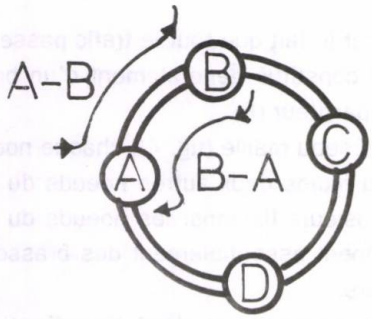



Fig. 6 - Anneau bidirectionnel

du réseau est inferieur à 16. Dans la plupart de cas une structure multianneau est mise en oeuvre. Elle necessite la mise en place d'une fonction de brassage dans un ou plusieurs noeuds d'interconnexion d'anneaux. Il existe trois possibilités pour interconnecter des anneaux: par l'intermédiaire de brasseurs ou de répartiteurs; par l'utilisation de la fonction de brassage d'ADM; par connéxion directe d'affluents à 155 Mbit/s.

De point de vue physique, les anneaux autocicatrisants se classent en anneaux unidirectionnels (fig. 5) et en anneaux bidirectionnels (fig. 6)

Dans un anneau unidirectionnel (de révolution), le trafic émis et le trafic reçu circulent dans le même sens sur la boucle, sur la fibre active. La fibre de protection (mirroir) peut être utilisée soit pour un trafic non prioritaire (protection de type 1:1) soit pour la duplication du trafic: dans ce cas, le signal de meilleure qualité est selectionné en reception (protection de type 1+1).

Dans un anneau bidirectionnel, le trafic émis et le trafic reçu par un noeud, circulent en sens opposé sur la boucle et par conséquant on a deux fibres actives. Une protection de type 1:1 ou 1+1 peut-être assurée avec des anneaux bidirectionnels à quatre fibres; dans le cas d'un anneau bidirectionnel à deux fibres, on garde en reserve dans chaque sens une capacité suffisante pour faire passer le trafic d'une section défaillante.

Le choix du type d'anneau depend d'un grand nombre de facteurs, tels que la taille du réseau, la matrice de trafic etc. On peut retenir cependant que les anneaux bidirectionnels sont plus appropriés pour des trafics équilibrés entre les noeuds et que les anneaux unidirectionnels à protection 1+1 sont plus adaptés à des trafics dirigés vers un noeud pariculièr (réseaux locaux).

***Réseau multianneau.*** La constitution d'un réseau multianneau necessite au moins un noeud d'interconnéxion d'anneau, afin de permettre l'échange de trafic entre anneaux. Le probleme est que dans un réseau multianneau avec un seul noeud d'interconnéxion, si une panne intervient au niveau de celui-ci, il n'y a plus de trafic interanneaux. Pour remedier à cet inconvenient, l'interconnexion

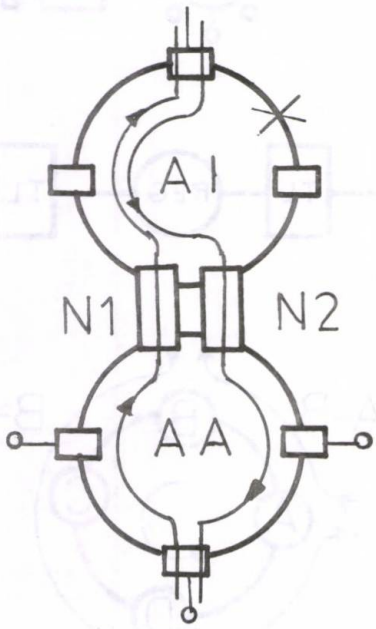



Fig. 7a - Reseau multianneau, cas d'une coupure de l'anneau interurbain

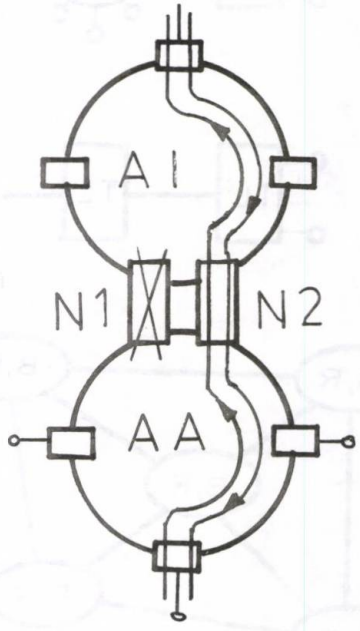



Fig. 7b - Reseau multianneau, cas de defaillance du noeud N1

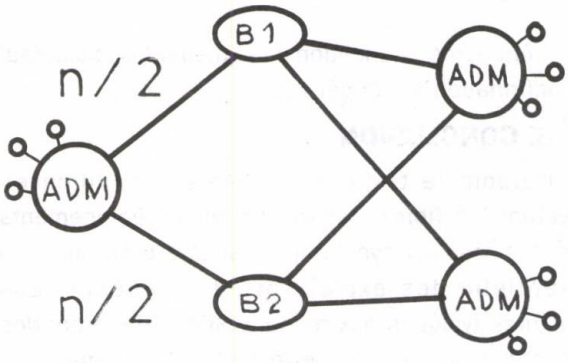



Fig. 8 - Protection d'un reseau maille par division du trafic

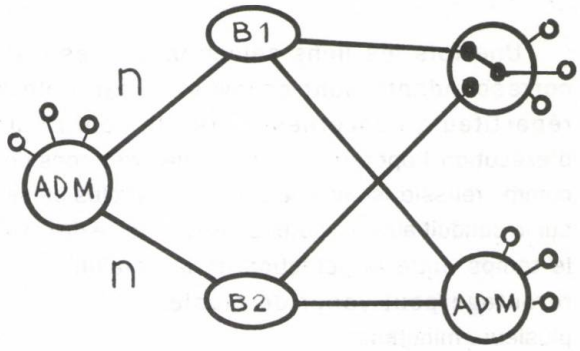



Fig. 9 - Protection d'un reseau maille par duplication du trafic

d'anneaux s'effectue par l'intermédiaire de deux noeuds, l'un protegeant l'autre. Cette topologie est très fiable et de plus en plus utilisée par les operateurs telecom, car elle permet simultanement une coupure par anneau et la panne d'un noeud.

La figure 7 (a,b) met en evidence la liaison entre un anneau d'accès (AA) et un anneau du réseau interurbain (AI), les deux unidirectionnels, avec doublement du noeud d'interconnéxion, en cas de défaillance d'un anneau ou d'un des noeuds.

## 5. PROTECTION DES RÉSEAUX MAILLÉS

Comme pour la sécurisation des réseaux en anneau, differents systèmes de protection peuvent être mis en oeuvre. Les trois principaux types de protection dans un réseau maillé sont:

- la protection par diversité de chemin ;
- la protection de conduit (duplication du trafic);
- la protection par reroutage.

Dans le premier cas (fig. 8), 50% du trafic est envoyé sur une branche et 50% du trafic sur l'autre. Si une coupure intervient sur une des deux branches, 50% du trafic est perdu.

Dans le cas de la duplication (fig. 9), le même trafic est envoyé simultanement sur deux branches et le signal de meilleure qualité est selectionné en reception (protection de type 1+1); si une coupure apparît sur l'une de deux branches, c'est le signal provenant de l'autre branche qui est selectionné.

Par opposition à la protection réflexe decrite précédement, directement assurée par l'équipement de transmission, la protection par reroutage est assistée par le gestionnaire de réseau. La protection est declanchée sur reception par le gestionnaire d'alarmes notifiées par les répartiteurs; par exemple

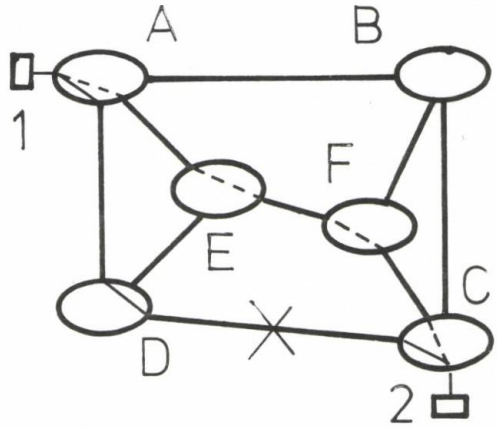



Fig. 10 - Protection d'un reseau maille par reroutage

(fig. 10), les alarmes notifiées par les repartiteurs numeriques A,D,C, entrainent le marquage en défaut du groupe de liens entre C et D, et la demande de protection par reroutage du conduit 1A-D-C2. Le conduit est restauré sur l'intinéraire 1A-E-F-C2.

Ainsi, la protection d'un conduit par reroutage consiste à trouver, parmi les itinéraires possibles et en fonction de la disponibilité et de l'état des liens ou groupes de liens entre les differents noeuds, un itinéraire de secours pour le conduit à rerouter.

Le calcul de l'itinéraire de secours se fait à partir de tables d'itinéraires de reroutage, qui contiennent la liste des itinéraires possibles pour chaque couple de noeuds. Le mécanisme de recherche de l'itinéraire de secours ne prend en compte que les resources disponibles, exclut les resources en défaut, recherche l'itinéraire le plus court minimisant le nombre de noeuds traversés et contrôle la qualité de transmission par rapport aux parameters fixés. En cas d'échec du mécanisme de recherche de l'itinéraire de secours, un mécanisme de préemption permet d'utiliser les resources des conduits moins prioritaires.

Une fois les liens selectionnés, les ordres correspondants sont envoyés en parallèle aux répartiteurs concernés. Apres la confirmation d'exécution l'operation de reroutage est considerée comme reussie, si aucune alarme n'est plus presénte sur le conduit ainsi rerouté. Suivant la taille du réseau, le temps entre la détection de la défaillance et le reroutage peut varier de plusieurs secondes à plusieurs minutes.

Le rétablissement de l'itinéraire normal se fait toujours sous le contrôle du gestionnaire de réseau et intervient apres notification de la disparition du défaut et confirmation par l'opérateur.

## 6. CONCLUSION

Rétablir le trafic à la suite de défaillances affectant les fibres, les câbles et les équipements dans les réseaux synchrones est une préoccupation essentielle des exploitants des réseaux. Les structures typiques aux réseaux SDH permettent des protections qui peuvent être soit automatiques (de type réflexe), soit realisées par une application de gestion centralisée.



BIBLIOGRAPHIE

[1] J. Sosnosky, Tsong-Ho Wu: SONET Ring Applications for Survivable Fiber Loop Networks. IEEE Commun.Mag. June 1991, p. 51-59

[2] M.Mehr : Protection des réseaux de transmission synchrone. Com. & Transm. no. 4-1993, p.5

[3] G.Guilhou, J.Chemla : Réorganisation d'un réseau synchrone à partir de répartiteurs numériques, Comm. & Transm. no. 3-1994, p. 21

# WMC Distribution[1)]

***Ioan I. Duma*** *

*The cumulant generating function and the cumulative distribution function for the current at the output of an avalanche photodiode APD are calculated. The derivation is based on an approximation to the shot noise distribution first given by Webb, McIntyre, and Conradi (abbreviated WMC). The results obtained are compared to those published.*

*Key words : optical receiver, avlanche phototiode, Wald distribution, cumulant generating function, cumulative distribution function.*

## I. INTRODUCTION

The average probability of error is the most appropiate design and performance evaluation criterion for a digital communication system. However, it can be extremely difficult to evaluate for optical communication systems because of complex nature of the stochastic processes involved. Although assuming Gaussian photodetector statistics has been found to be accurate for many systems of interest there are, however, systems in which Gaussian approximation is not adequate. For exemple, when Manchester coding is used, the Gaussian approximation theory tends to underestimate the Manchester receiver sensitivity. Davidson and Sun [2] show that use of the Gaussian approximation of the APD output in communication systenm with PPM signaling can lead to substantial underestimates of optimal APD gain and substantial overestimates of received error probabilities under conditions of very low background light levels.

A number of approaches using numerical methods have been published; all these tehniques include effects of the photodetector shot noise by making use of the corresponding moment generating function. The methods as Gram-Charlier series [3], procedures based on Gaussian quadrature rules (GQR) [4] and saddle point approximation [16] should be mentioned here.

This paper is based on an APD model which uses an approximation to the shot noise distribution given by Webb, McIntyre, and Conradi. We are presenting here new results concerning the statistics of the WMC model for an APD.

The remainder of the paper is organised as follows. In Section II an APD model is developed. The Wald distribution, which is of the same type as the WMC distribution, is presented in Section III. The cumulant generating function and the cumulative distribution function for the WMC distribution are calculated in Section IV. Concluding remarks follow in Section V.

## II. APD MODEL

The avlanche detector is a device in which thermally or optically generated hole-electron pairs generate additional hole-electron pairs through collision ionizations. This statistical process is called avalanche multiplication.

Consider the probabilities $P(m/n)$ that $n$ initial carriers will result in a total of $m$ pairs. $P(m/n)$ had been originally derived from special cases by McIntyre [7] and verified experimentally by Conradi [8], and was rigorously proven by P. Balaban, P.E.Fleischer, and H.Zucker [17].

* Politehnica University Bucharest

[1)] Manuscript received July 29, 1995.

The material in this paper was presented in part at the " International Workshop on Same Results Obtained in the Field of Telecommunications ", Bucharest, may 1995

Personick [5] has shown that the moment generating function:

$$M(e^s) = \sum_{m=1}^{\infty} P(m/1)\, e^{sm} \tag{1}$$

of the gain g of the diode is given implicitly by:

$$s = \ln M - \frac{1}{1-k} \ln [(1-a)m + a] \tag{2}$$

where:

$$a = \frac{1 + k(G-1)}{G}$$

in terms of the gain $G = E(g)$ of the diode and the ratio $k$ of the collision-ionization probability of holes to that of electronis within the diode.

P (m/n) is the $n$ - fold convolution of P (m/l):

$$P(m/n) = P(m/1) * P(m/1) * \ldots * P(m/1) \tag{3}$$

Let $M_n(e^s)$ be the moment generating function of P (m/n):

$$M_n(e^s) = \sum_{m=0}^{\infty} P(m/n)\, e^{sm}$$

Using (3) one can write:

$$M_n(z) = M^n(z) \tag{4}$$

where $z = e^s$:

Using (2) and (4) Balaban, Fleischer and Zucker obtain $P(m/n)$:

$$P(m/n) = \frac{n \left[\frac{(1-k)\cdot(G-1)}{G}\right]^{m-n} \Gamma\left(\frac{m}{1-k}\right) \left[\frac{1+k(G-1)}{G}\right]^{c}}{(1-k)\, c\, (m-n)!\, \Gamma(c)} \tag{5}$$

where:

$$c = \frac{n + k(m-n)}{1-k}$$

The special case of $n = 1$, which describes the gain g distribution, has been derived by Mazo and Salz [6].

Consider a point process representing the primary (photon-generated) carriers. Let the number of these carriers generated within the time interval [0, $\Delta t$ ] be described by the discrete random variable $N_{\Delta t}$. Let $q_n = Pr(N_{\Delta t} = n)$. If the detector is illuminated by incident power p(t) then the average number of electron-hole pairs $\bar{n}$ generated in time $\Delta t$ is:

$$\bar{n} = \frac{\eta}{hf} p(t)\, \Delta t + \lambda_o \Delta t$$

where $\lambda_0$ isthe dark current in number of pairs /s,f is the optical frequency, $\eta$ is the quantum efficiency and h is Planck's constant.

The electron count $m$ generated over the $\Delta t$ second observation is a random variable governed by the randomness of the field photodetection and avalanche amplification. The probability distribution of $m$ electrons occuring after avalanche multiplication is given by:

$$P(m) = \sum_{n=0}^{\infty} q_n P(m/n) \tag{6}$$

If the actual number of electron-hole pairs generated in time $\Delta t$ is a Poisson process, where:

$$q_n = \frac{(\bar{n})^n e^{-\bar{n}}}{n!}$$

the random variable $m$ is characterized by the Conradi distribution:

$$P(m) = \sum_{n=1}^{n} \frac{e^{-\bar{n}} (\bar{n})^n}{n!} P(m/n) \tag{7}$$

Standard system analysis is complicated by the complexity of the counting model in (7). A useful approximation is given by Webb, McIntyre, and Conradi [12] as:

$$P(m/n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \frac{1}{\left(\frac{1+m-\overline{m}}{\sigma\lambda}\right)^{\frac{3}{2}}} \exp\left\{-\frac{(m-\overline{m})^2}{2\sigma^2\left(\frac{1+m-\overline{m}}{\sigma\lambda}\right)}\right\} \tag{8}$$

where:

$$\overline{m} = \bar{n} G$$

$$\sigma^2 = \bar{n} G^2 F,\ F = k G + [(2 - G^{-1})(1-k)]$$

and:

$$\lambda = (\bar{n} F)^{\frac{1}{2}} / (F-1)$$

The excess noise factor $F = E(m^2)/(E(m))^2$ represents, in a compacty way, the lowest order statistical properties of the gain fluctuations introduced by the multiplication process.

For the APD model the current $i(t)$ is:

$$i(t) = \frac{me}{\Delta t}$$

where $e$ is the charge of an electron. The WMC probability density function for the output current of diode $i(t)$ is:

$$p(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_i} \frac{1}{\left(\frac{1+y-M}{\sigma_i \lambda}\right)} \exp\left\{ -\frac{(y-M)^2}{2\sigma_i^2 \left(\frac{1+y-M}{\sigma_i \lambda}\right)} \right\} \quad (9)$$

where:

$$\sigma_i = \sigma \frac{e}{\Delta t}, \quad M = \frac{\bar{n} e}{\Delta t} G = \text{mean output current.}$$

The intensity $\lambda_t$ of $N_{\Delta t}$ is related to the incident optical power by:

$$\lambda_t = \frac{n}{hf} p(t) + \lambda_o$$

where:

$$p(t) = \sum I(i) h_p(t - iT) \quad (10)$$

and the amplitude parameter $I(i)$ takes one of the values $b_o$ and $b_1$ corresponding to OFF and ON pulses, respectively. The normalized optical pulse shape is $h_p(t)$:

$$\int_{-\infty}^{\infty} h_p(t)\, dt = 1$$

A simple way to detect the $i$-th bit in (10) is to integrate the output of photodetector over the $i$-th T-second interval and compare the random variable thus obtained with a treshould $V_{th}$; if the output is greater than $V_{th}$ a one is declared, if it is less than $V_{th}$ a zero is declared The integrate-and-dump receiver has an impulse response $k(t)$:

$k(t) = 1$ for $0<t<T$ and $k(t) = 0$ otherwise.

The linear channel output at the sampling time is simply proportional to the sum of the secondary electrons emitted by the detector in response to a signal pulse of optical power, plus additive thermal noise.

## III. INVERSE GAUSSIAN (WALD) DISTRIBUTIONS

The standard form of the inverse Gaussian distributions is:

$$p_x(x/a, b) = \sqrt{\frac{b}{2\pi x^3}} \exp\left\{ -\frac{b(x-a)^2}{2a^2 x} \right\} \quad (12)$$

where $a$ is the population mean and variance of $X$ is:

$\text{var}(X) = a^3/b$

For the Wald distribution a = 1.

The cumulant generating function (cgf) corresponding to (12) was obtained by Tweedie [9]:

$$\Psi_x(t; a, b) = \frac{b}{a}\left\{ 1 - \left( 1 - \frac{2a^2 t i}{b} \right)^{\frac{1}{2}} \right\} \quad (13)$$

It is known that cgf is given by:

$$\Psi_X(t) = \ln\left( \int_{-\infty}^{\infty} e^{itx}\, dF(x) \right) = \sum k_r \frac{(it)^r}{r!} \quad (14)$$

One obtains the expression (13) starting from cosinus and sinus Fourier transforms given in [10] (pp.193 and 289, respectively).

The $r$-th cumulant corresponding to (13) is $k_r = 1.3.5. \ldots .(2r-3)\, a^{2r-1} b^{1-r}$, $r \geq 2$ In particular $k_1 = a$ and $k_2 = \text{var}(X) = a^3/b$.

The cgf's for the random variables $X$ and $Y$, which are of the same type:

$Y = AX + B$

are related by formula:

$$\Psi_y(t) = iBt + \Psi_X(At) \quad (16)$$

One can use (13) and (16) to obtain the following results:

**1.** When $X_1, X_2, \ldots, X_n$ are independent random variables and $X_i$ is distributed according to (12) with $a = a_i$, $b = b_i$ $(i = 1, \ldots, n)$ the distribution of $\sum_{i=1}^{n} a_i^{-2} b X_i$ is also of form (12), with $a = \sum_{i=1}^{n} b_i / a_i$ and $b = a^2$.

**2.** The distribution of the arithmetic mean $\bar{X}$ of $n$ independent random variables $X_i$ with pdf (12) has the same form as (12) with $a = a_1$ and $b = nb_1$, where $a_1$ and $b_1$ are the parameters of $\overline{X_i}$.

Sigangirov [11] obtains the cumulative distribution for a Wald random variable:

$$Pr(X \leq x) = G\left[ \frac{x-1}{\sqrt{x}} \sqrt{b} \right] + e^{2b} G\left[ -\frac{x+1}{\sqrt{x}} \sqrt{b} \right] \quad (17)$$

Where $G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du$ is the cumulative distribution function for a zero-mean Gaussian random variable with variance 1.

## IV. WMC DISTRIBUTIONS

We seek the statistics of the random total number *m* of hole - electron pairs which result ultimately through collision ionizations as given by (8), and of the output current *i(t)* with pdf given by (9).

In (9) it is useful to make the substitution:

$$U = 1 + \frac{Y - M}{\sigma \lambda}$$

or, equivalently:

$$Y = \sigma \lambda U + M - \sigma \lambda = AU + B \qquad (18)$$

One obtains the probability density function for the random variable *U*:

$$p(u) = \frac{\lambda}{\sqrt{2\pi u^3}} \exp\left\{ -\frac{(u-1)^2 \lambda^2}{2u} \right\}$$

i.e. a Wald distribution with parâmeters $b = \lambda^2$, $a = 1$.

From (13) and (18) the cumulant generating function:

$$\Psi_Y(t) = iBt + \Psi_U(At) = iBt + b\left\{ 1 - \left( 1 - \frac{2iAt}{b} \right)^{\frac{1}{2}} \right\} \qquad (19)$$

is obtained. The first four cumulants corresponding to random variable Y are:

$k_1 = A + B = M$ = mean output current;

$k_2 = A^2/b = = \sigma^2$ = variance of the diode current;

$k_3 = A^3/b^2 = 3\sigma^3 \lambda^{-1}$;

$k_4 = 15\sigma^4 \lambda^{-2}$;

and generally, when $r \geq 2$:

$$k_r = 1.3.5. \ldots .(2r-3)\, \sigma^r \lambda^{2-r} \qquad (20)$$

For the random variable *Y* the central moments $\mu_r$ can be obtained by a recurrence starting from the cumulants $k_r$ that is:

$$\mu_{r+1} = k_{r+1} + \sum_{i=1}^{r-1} C_r^j k_{j+1} \mu_{r-j} \qquad r \leq 2 \qquad (21)$$

with:

$\mu_1 = 0$ and $\mu_2 = k_2$

Using (19) the following property may be shown $P_1$. When $Y_1, Y_2, \ldots, Y_n$ are independent random variables and $Y_i$ is distributed according to (9) with parameters $M_i, \sigma_i, \lambda_i$ then the distribution of $Z = d\sum_{i=1}^{n} Y_i$ is also of from (9) with:

$$M = d\sum_{i=1}^{n} M_i,\ \sigma^2 = d^2 \sum_{i=1}^{n} \sigma_i^2,\ \lambda^2 = \sum_{i=1}^{n} \lambda_i^2$$

This follows from (19) if we note that

$$\frac{A}{b} = \frac{\sigma\lambda}{\lambda^2} = \frac{\sigma}{\lambda} = constant$$

(for a given APD).

We can see that $M, \sigma^2, \lambda^2$ are proportional to the average photogenerated charge per pulse when $Y_i$ represents the current of the diode in the *i*-th $\Delta t$ interval.

The assumption that the statistical distribution of the output voltage pulse amplitude can also be represented by the statistical distribution of the integrated charge per pulse from the detector itself (the first central assupmtion of Conradi in [13] is strictly true only for integrate and dump receiver.

Let $g_e$ be effective gain of a APD $g_e = \frac{m}{n}$. The distribution of the random variable $g_e$ is WMC. The cumulant generating function may be calculated to give:

$$\Psi_{g_e}(t) = -\frac{g}{F-1} it + \frac{\bar{n} F}{(F-1)^2} \left\{ 1 - \left[ 1 - 2it \frac{g(F-1)}{\bar{n}} \right]^{\frac{1}{2}} \right\} \qquad (22)$$

If $\bar{n} = 1$ in (22), then one obtains the expression (5) in [14] derived by House in his dissertation.

Using (17) and (18) one obtains the cumulative distribution function of a WMC distribution:

$$F_Y(y) = g\left( \frac{y - A - B}{\sqrt{A(Y-B)}} \lambda \right) + e^{2\lambda^2} G\left( -\lambda \frac{Y + A - B}{\sqrt{A(Y-B)}} \right) \qquad (23)$$

where:

$A = MF/(F-1)$,

$B = M/(F-1)$,

$\lambda = \sqrt{\bar{n} F}\ /\ (F-1)$.

## V. CONCLUSIONS

We have noted that WMC distribution and the Wald distribution are of the same type. Thus the statistics of the two distributions are related.

In this paper there are calculated the cumulant generating function, the cumulants, the central moments and the cumulative distribution function for the current at the output of an APD. The obtained results are compared to those previously published.

We find that a conjecture of Conradi [13] is strictly true only for an integrate and dump detection.

One can use the closed from of the cumulative distribution function (cdf) to generate random variables from WMC distribution using tabulated values of the cdf of a zero-mean Gaussian random variable. Approximate formulae from [15] can be utilized for calculating the integral G(x).

*29th July, 1995*

References

[1] S.D. Personick, "Receiver design for fiber optic communication systems", BSTJ, vol. 52, pp. 843-886, July-Aug. 1973

[2] F. Davidson and X. Sun, "Gaussian approximation versus nearly exact performance analysis of optical communication systems with PPM signaling and APD receivers, "IEEE Trans. Commun., vol. 36, pp. 1185-1192, Nov. 1988

[3] M. Mansuripur et al., "Fiber optics receiver error rate prediction using the Gram-Charlier series, "IEEE Trans. Commun., vol. 28, no. 3, pp. 402-407, Mar. 1980

[4] W. Hauk, F. Bross, and M. Ottka, "The calculation of error rates for optical fiber systems, "IEEE Trans. Commun., vol. COM-26, pp. 1119-1126, July 1978

[5] S.D. Personick, "Statistics of a general class of avalanche detectors, "Bell Syst. Tech. J., vol. 50, pp. 3075-3095, Dec. 1971

[6] J.E. Mazo and J. Salz, "On optical communication via direct detection of light impulses,"Bell Syst. Tech. J., vol. 55, Mar. 1976, pp. 347-369

[7] R.J. McIntyre, "The distribution of gains in uniformly multiplying avalanche photodiodes : Theory, "IEEE Trans.Electron Devices, vol. ED-19, June 1972, pp. 703-713

[8] J. Conradi, "The distribution of gains in uniformly multiplying avalanche photodiodes : Experimental, "IEEE Trans.Electron Devices, vol. ED-19, June 1972, pp. 713-718

[9] M.C.K. Tweedie, "Some statistical properties of inverse Gaussian distributions, I", Annals of Mathematical Statistics, vol. 28, pp. 362-377

[10] V.A. Ditkin, A.P. Prudnikov "Integralinie Preobrazovaniia I Operationnoe Iscislenie"î Nauka, Moskva, 1974, pp. 193, 289

[11] K.S. Sigangirov, "Representation of Wald's distribution by means of a normal distribution", Radiotehnika i Elektronika, vol. 7, pp. 164-166, 1962, (in Russian)

[12] P.P. Webb, R.J. McIntyre and J. Conradi, "Properties of avalanche photodiodes", RCA Review, vol. 35, pp. 234-278, June 1974

[13] J. Conradi, "A simplified nongaussian approach to digital receiver design with avalanche photodiodes : Theory, "Journal of Lightwave Technology", vol. 9, no. 1019, Aug. 1991

[14] J.J. O'Reilly, J.R.F. da Rocha, "Improved error probability evaluation methods for direct detection optical communication systems", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-33, pp. 839-848, Nov. 1987

[15] W.J. Condy, "Rational Chebyshev approximations for the error function," Math. Comput. vol. 23, pp. 631-638, 1969

[16] C.W. Helstrom, "Computing the performance of optical receivers with avalanche diode detectors", IEEE Trans. Commun. vol. 36, pp. 61-66, Ian. 1988

[17] P. Balaban, P.E. Fleischer and H. Zucker, "The probability distribution of gains in avalanche photodiodes", IEEE Trans. Electron. Devices", vol. ED-23, pp. 1189-1190, Oct. 1976

# Algoritmi rapizi pentru transformata HARTLEY discretă (partea II: Alți algoritmi)

*Silviu D. Ciochină[1], Ara A. Nefian[2] **

## 1. ALGORITMI CU BAZE DESPICATE ("SPLIT RADIX")

**Algoritmii** de tip "baze despicate" ("split radix") au fost introduși de P. Duhamel și H. Hollman [4], [5] și este în prezent acceptată ideea că aceștia sunt cei mai eficienți algoritmi pentru FFT, în cazul când $N = 2^k$, $k \varepsilon N$. Ei constau, în linii mari în descompunerea unei transformate de ordin N într-o transformare de ordin N/2 și două transformate de ordin N/4. Există atât varianta cu decimare în timp cât și cu decimare în frecvență. Cum acestea sunt echivalente ca număr de operații aritmetice, în cele ce urmează vom prezenta numai algoritmul cu decimare în frecvență.

Vom exprima eșantioanele pare ale ieșirii conform algoritmului în baza 2 cu decimare în frecvență:

$$H[2k_2] = \sum_{n_1=0}^{\frac{N}{2}-1} \left( x[n_1] + x[n_1 + \frac{N}{2}] \right) cas\left( \frac{2\pi}{N} 2 k_2 n_1 \right)$$

$$k_2 \in \overline{[0, \frac{N}{2} - 1]} \qquad (1)$$

Eșantioanele impare vor fi exprimate conform unui algoritm cu decimare în frecvență în baza 4, k = 4, L = N/4;

$$H[4k_2+1] = \sum_{n_1=0}^{\frac{N}{4}-1} \Big\{ \left( x[n_1] - x[n_1 + \frac{N}{2}] + \right.$$

$$+ x[\frac{N}{4} - n_1] - x[3\frac{N}{4} - n_1] ) \cos\left( \frac{2\pi}{N} n_1 \right) +$$

$$+ \left( x[n_1 + \frac{3N}{4}] - x[n_1 + \frac{N}{4}] + x[\frac{N}{2} - n_1] - \right.$$

$$\left. - x[N - n_1] ) \sin \frac{2\pi}{N} n_1 \Big\} cas\left( \frac{2\pi}{N} 4 k_2 n_1 \right) \qquad (2)$$

$$H[4k_2+3] = \sum_{n_1=0}^{\frac{N}{4}-1} \Big\{ \left( x[n_1] - x[n_1 + \frac{N}{2}] + \right.$$

$$+ x[3\frac{N}{4} - n_1] - x[\frac{N}{4} - n_1] ) \cos\left( \frac{2\pi}{N} 3 n_1 \right) -$$

$$+ \left( x[n_1 + 3\frac{N}{4}] - x[n_1 + \frac{N}{4}] - x[\frac{N}{2} - n_1] + \right.$$

$$\left. + x[N - n_1] ) \sin \frac{2\pi}{N} 3 n_1 \Big\} cas\left( \frac{2\pi}{N} 4 k_2 n_1 \right) \qquad (3)$$

Contribuțiile termenilor cu indicii $n_1$ și $N/4-n_1$ sunt:

- în expresia lui $H[4k_2 + 1]$:

$a_1 \cos\theta + a_2 \sin\theta$ și respectiv $a_1 \sin\theta + a_2 \cos\theta$ (4)

unde:

$$a_1 = x[n_1] - x[n_1 + \frac{N}{2}] + x[\frac{N}{4} - n_1] - x[3\frac{N}{4} - n_1]$$

$$a_2 = x[n_1 + \frac{3N}{4}] - x[n_1 + \frac{N}{4}] + x[\frac{N}{2} - n_1] - x[N - n_1];$$

$$\theta = \frac{2\pi}{N} n_1 \qquad (5)$$

- în expresia lui $H[4k_2+3]$:

$b_1 \cos 3\theta + b_2 \sin 3\theta$ și respectiv $b_1 \sin 3\theta - b_2 \cos 3\theta$ (6)

unde:

$$b_1 = x[n_1] - x[\frac{N}{2} + n_1] + x[\frac{3N}{4} - n_1] - x[\frac{N}{4} - n_1]$$

$$b_2 = -x[N - n_1] + x[\frac{N}{2} - n_1] + x[\frac{N}{4} + n_1] - x[\frac{3N}{4} + n_1] \qquad (7)$$

Rezultă structura în "L", care face trecerea de la transformata de ordin N la o transformată de ordin N/2 și două de ordin N/4 din figura 1.

Algoritmul se aplică în continuare transformatelor de ordin N/2 și N/4 până se ajunge la transformate de ordin 2.

*1. Universitatea Politehnică București
2. Georgia Institute of Technology, Atlanta

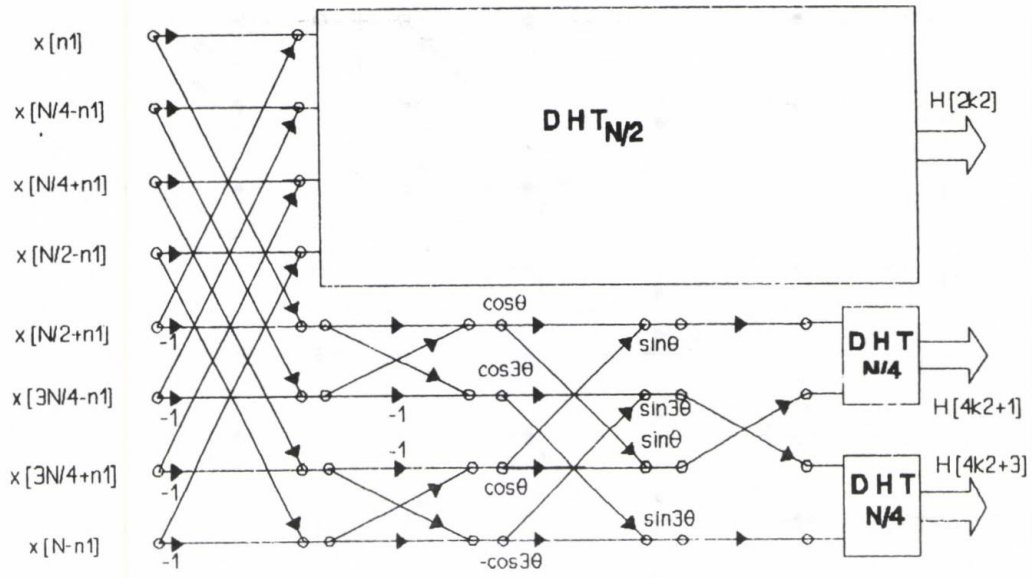



Figura 1

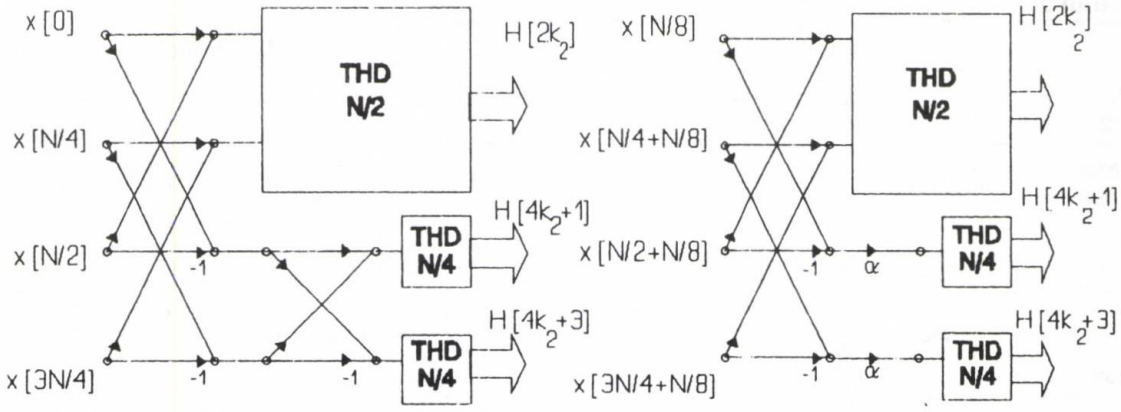



Figura 2

Într-un etaj vor apărea asemenea structuri pentru $n_1 = 0, \ldots, N/8 - 1$. Structurile corespunzătoare lui $n_1 = 0$ şi $n_1 = N/8$ au însă forme mai simple, date în figura 2.

Pentru realizarea unei structuri "L" complete sunt necesare 8 multiplicări şi 16 adunări. Excepţie fac structurile "L" de tip 0 (6 adunări) şi N/8 (2 înmulţiri şi 4 adunări).

Numărul de structuri complete dintr-un etaj la dimensiunea N este de N/8-1 (pentru $n_1 = 1, 2, \ldots, N/8 - 1$) la care se adaugă o structură de tip 0 şi una de tip N/8. Numărul de operaţii corespunzător unui etaj este deci de $(N/8 - 1)\,8 + 2 = N - 6$ înmulţiri şi $(N/8-1)16+10=2N-6$ adunări aşa încât rezultă următoarele relaţii recursive pentru numerele de operaţii:

$$NMR[N] = N-6+NMR\left[\frac{N}{2}\right] + 2NMR\left[\frac{N}{4}\right],$$

$$NAR[N] = 2N-6+NAR\left[\frac{N}{2}\right] + 2NAR\left[\frac{N}{4}\right] \qquad (8)$$

Pentru a stabili condiţiile iniţiale, vom porni de la cazul N = 8, pentru care graful transformării este dat în figura 3, unde $\alpha = \sqrt{2}$.

Se constată că NMR [8] = 2 şi NAR [8] = 22. Evident, NMR [4] = 0, NAR [4] = 8.

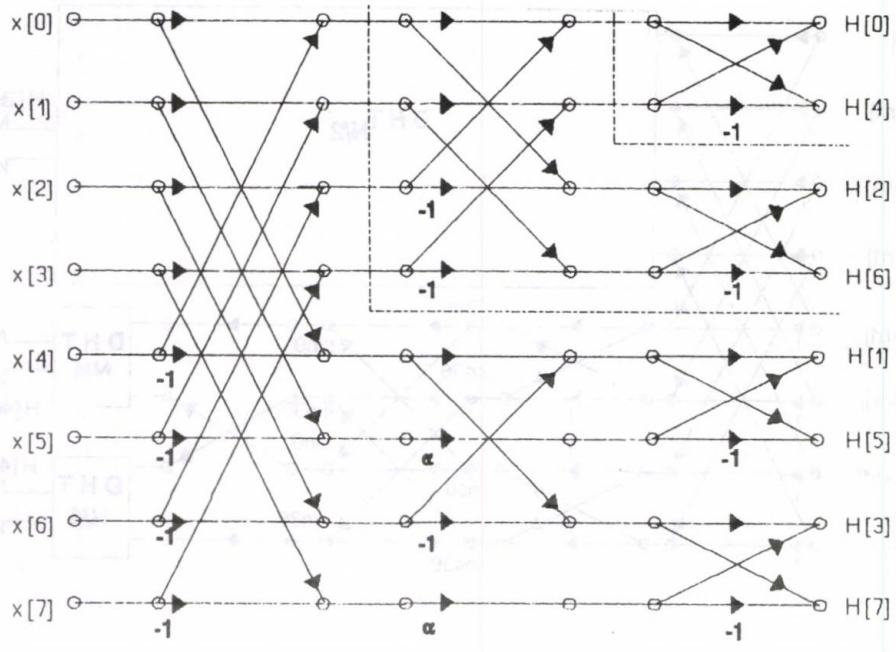



Figura 3

**Tabelul 1**

| | Înmulțiri reale | Adunări reale |
|---|---|---|
| **TFR, baza 2** | $2N\log_2 N$ | $3N\log_2 N$ |
| **TFR, baze despicate** | $\frac{4}{3}N\log_2 N-\frac{38}{9}N+6+\frac{2}{9}(-1)^M$ | $\frac{8}{3}N\log_2 N-\frac{16}{9}N+2+\frac{2}{9}(-1)^M$ |
| **THR, baza 2** | $N\log_2 N-\frac{13}{4}N+4$ | $\frac{3}{2}N\log_2 N-\frac{3}{2}N+2$ |
| **THR, baze despicate** | $\frac{2}{3}N\log_2 N-19\frac{N}{9}+3+\frac{1}{9}(-1)^M$ | $\frac{4N}{3}\log_2 N-14\frac{N}{9}+3+\frac{5}{9}(-1)^M$ |

Rezolvarea ecuațiilor recursive se face asemănător cazului algoritmilor în baza 2. Ecuațiile sunt de forma:

$$v[M]-v[M-1]-2v[M-2]=A2^M+B \quad (9)$$

Ecuația caracteristică are soluțiile - 1 și 2, deci soluția generală a ecuației omogene este:

$$v'[M]=\alpha(-1)^M+\beta 2^M \quad (10)$$

Vom căuta o soluție particulară a ecuației cu parte dreaptă de forma:

$$v''[M]=aM2^M+b;$$

rezultă:

$$a=\frac{2}{3}A;\quad b=-\frac{B}{2};$$

$$v[M]=\alpha[-1]^M+\beta 2^M+\frac{2}{3}AM2^M-\frac{B}{2} \quad (11)$$

Determinând $\alpha$ și $\beta$ din condițiile inițiale se obțin:

$$NMR[N]=\frac{2N}{3}\log_2 N-19\frac{N}{9}+3+(-1)^M/9,$$

$$NAR[N]=\frac{4N}{3}\log_2 N-14\frac{N}{9}+3+(-1)^M 5/9 \quad (12)$$

Rezultatele obținute până aici privind complexitatea aritmetică sunt concentrate în tabelul 1, în care pentru comparație sunt date și valorile respective pentru transformata Fourier rapidă, utilizând un algoritm bază 2 și unul de tip "baze despicate".

## 2. ALGORITMUL FACTORILOR PRIMI

Fie $N = N_1N_2$, $N_1$ şi $N_2$ fiind relativ primi. Vom utiliza reprezentările specifice algoritmului factorilor primi pentru indici:

$$n = < \frac{N}{N_1} M_1 n_1 + \frac{N}{N_2} M_2 n_2 >_N$$

$$k = < \frac{N}{N_1} k_1 + \frac{N}{N_2} k_2 >_N$$

unde:

$$M_i \equiv < \frac{N}{N_i} >^{-1} \bmod N_i$$

$$<nk>_N = < \frac{N}{N_1} n_1 k_1 + \frac{N}{N_2} n_2 k_2 >_N = <N_2 n_1 k_1 + N_1 n_2 k_2 >_N \tag{21}$$

Rezultă:

$$H(k) = H(k_1, k_2) =$$

$$= \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} x[n_1, n_2] \, cas\left( \frac{N}{N_1} n_1 k_1 + \frac{N}{N_2} n_2 k_2 \right) \frac{2\pi}{N} =$$

$$= \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} x[n_1, n_2] \, cas \frac{2\pi n_1 k_1}{N_1} \, cas \frac{2\pi n_2 k_2}{N_2} -$$

$$- 2 \sin \frac{2\pi n_1 k_1}{N_1} \sin \frac{2\pi n_2 k_2}{N_2} ) \tag{22}$$

relaţie care din păcate din cauza termenului al doilea din paranteză, nu conduce la descompunerea transformatei Hartley de ordin N într-o transformată bidimensională. Se poate însă arăta că definind:

$$x'[n_1, n_2] = \frac{1}{2} ( x[n_1,n_2] + x[N_1-n_1,n_2] + x[n_1,N_2-n_2] \; x \; [N_1-n_1, N_2-n_2] ) \tag{23}$$

rezultă:

$$H(k) = \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} x'[n_1, n_2] \cdot \cdot cas \frac{2\pi n_1 k_1}{N_1} \, cas \frac{2\pi n_2 k_2}{N_2} \tag{24}$$

Relaţa de mai sus pune în evidenţă posibilitatea realizării transformării de ordinul N în două etaje, unul conţinând $N_2$ transformate de ordinul $N_1$, iar celălalt, $N_1$ transformate de ordinul $N_2$, fără ca între cele două etaje să existe o arie de înmulţiri cu coeficienţi de rotaţie. Aceasta conduce la o minimizare a numărului de înmulţiri. Pentru calculul secvenţei x' [n] vor fi însă necesare un număr de 4N adunări (sau 2N adunări/etaj). În realitate, analizând relaţia (24), se constată că vom putea lua x' [n] = x[n] în cazurile:

- $n_1 = 0$ sau $n_2 = 0$, adică n este multiplu de $N_1$ respectiv $N_2$ ;
- $n_1 = N_1/2$ dacă $N_1$ este par, sau $n_2 = N_2/2$ dacă $N_2$ este par.

Aceste observaţii pot fi utilizate deselectând prin program o parte din adunările implicate de (23).

## 3. ALGORITMUL WINOGRAD

După cum este ştiut algoritmul Winograd pentru transformata Fourier discretă presupune o structurare a operaţiilor sub forma:

$X = ( CDA ) x$

unde X, x reprezintă vectorii ieşirilor, respectiv intrărilor, matricile A şi C conţin ca elemente nenule numai 1 şi -1, conducând numai la nişte arii de adunări, iar matricea D este diagonală, ea generând de fapt înmulţirile. Notând cu H vectorul ieşirilor transformatei Hartley, sunt evidente următoarele relaţii:

$$D = D_r + j D_i ,$$

$$Re X = ( CD_r A ) x ,$$

$$Im X = ( CD_i A ) x ,$$

$$H = Re X - Im X = C ( D_r - D_i ) A x \tag{26}$$

Comparând expresiile lui X şi H se vede imediat că algoritmul Winograd poate fi aplicat şi în cazul transformatei Hartley, cu singura deosebire că se înlocuieşte j cu -1 în matricea D, ceea ce va cobnduce la un număr de adunări în plus.

## 4. CONCLUZII

În cazul secvenţelor reale efectuarea THD presupune mai puţine operaţii aritmetice decât calculul TFD, utilizând algoritmi generali TFR. Dacă însă se utilizează algoritmi TFR specializaţi pentru date reale, rezultă aceleaşi numere de înmulţiri, şi un număr puţin mai mare de adunări în cazul THD. Diferenţele rezultate în timpii de rulare, în acest ultim caz sunt nesemnificative. Transformata Hartley este preferabilă în aplicaţiile unde apar atât transformata directă cât şi cea inversă, datorită simultitudinii celor două expresii.

Metoda de calcul a complexității aritmetice prezentată în acest articol are avantajul că permite luarea în considerare a modului concret în care se efectuează transformata, gradul de deselectare a unor operații banale putând fi avut în vedere în formularea ecuațiilor recursive și în precizarea condițiilor inițiale. Evident, un grad înalt de deselectare a acestor operații conduce la complicarea programului, reducând câștigul obținut în reducerea timpului de rulare. Pe baza algoritmilor prezenți mai sus s-au realizat rutine în C, scrise în ideea realizării unui compromis rezonabil între numărul de operații aritmetice și lungimea programului.

## BIBLIOGRAFIE

1. H.V. Sorensen, D.L. Jones, C.S. Burrus, M.T. Heideman, - On computing the discrete Hartley transform, IEEE Trans. ASSP-33, pp. 1231-1238, no. 4, oct. 1985

2. P. Duhamel, M. Veterli - Improved Fourier and Hartley transform algorithms. Application to cyclic convolution of real data, IEEE Trans. ASSP-35, pp. 818-824, no. 6, iunie 1987

3. V.H. Sorensen, D.L. Jones, M.T. Heideman, C.S. Burrus - Real valued Fast Fourier Transform algorithms, IEEE Trans. ASSP-35, pp. 849-863, no. 6, iunie, 1987

4. P.Duhamel - Implementation of "Split-radix" FET algorithms for complex, real and real-symetric data, IEEE Trans. ASSP-34, pp. 285-295, no. 2, aprilie, 1986

5. P. Duhamel, H. Holman - Split-radix FET algorithm, Electronic Letters, vol. 20, nr. 1, pp. 14-16, ianuarie 1984

6. D.P. -K Lun, W. -C. Siu - On prime factor mapping for the discrete Hartley transform, IEEE Trans. S.P., vol. 40, pp. 1399-1411, no. 6, iunie, 1992

# Generarea frecvențelor purtătoare pentru transmisiunile de date cu diviziune în frecvență

*Conf. dr. Sorin N. Popescu* *

*Cuvinte cheie: deviație de frecvență, procesie de fază, eșantionare fazată, monoid, element neutru, salt de numărare.*

*Se prezintă două metode de generare a frecvențelor purtătoare, adecvate respectiv sistemelor cu MF și cu MA. Se folosesc în mod corespunzător numărătoare comandate și circuite ROM.*

## INTRODUCERE

**Sistemele** de telegrafie armonică MA-BID-P foloseau oscilatoare independente pentru fiecare cale. Volumul de circuite analogice, măsurarea, reglarea și stabilitatea frecvențelor au condus la soluția folosirii unui oscilator de bază cu cuarț și divizarea până la frecvența de 60 Hz urmată de selectarea armonicelor impare (1) conform formulei:

$$F_{on} = 300 + 120n = 60(5+2n)$$

$$n = 1,2 \ldots 24 \qquad (1)$$

Aceeași idee este utilizată pentru generarea frecvențelor purtătoare ale sistemelor telefonice de curenți purtători.

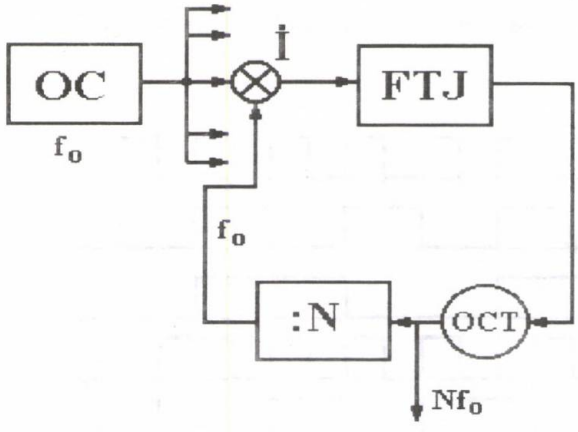



Figura 1
Generarea multiplilor unei frecvențe fundamentale folosind un circuit PLL.

Deși se obține o stabilitate de frecvență remarcabilă, soluția nu este mulțumitoare din cauza complexității deosebite a echipamentului.

Se poate evita utilizarea filtrelor de bandă foarte îngustă și a amplificatoarelor aferente dacă se recurge la circuite P L L cu divizor în bucla de reacție ca în figura 1.

Frecvența oscilatorului cu cuarț OC este comparată în fază cu cea care rezultă prin divizarea cu N a frecvenței unui oscilator comandat în tensiune OCT. Eroarea de fază comandă frecvența OCT până când ea devine riguros $Nf_o$.

Raportul de divizare poate fi orice număr întreg.

Circuitul PLL este disponibil sub formă integrată și va livra pentru fiecare cale un purtător dreptunghiular compatibil TTL sau MOS.

Stabilitatea relativă de frecvență va fi cea a oscilatorului cu cuarț.

Pentru sistemele cu MF soluția nu este practică. Pentru sistemele moderne cu MA, numărul mare de căi exclude de asemenea această posibilitate [2].

## 1. GENERAREA FRECVENȚELOR PURTĂTOARE PRIN UTILIZAREA DIVIZOARELOR DE FRECVENȚĂ COMANDATE

În sistemele de telegrafie armonică MF, apare în plus problema deviației de frecvență comandată de către sursa de date.

Formula (1) devine:

$$F_{on} \pm h = 300 + 120n \pm 30 = 30\,(10+12n \pm 1)$$

sau:

$$F_{on} \pm h = 30\,(9 + 12n + {}^{2}_{0}) \qquad (1.1)$$

*Institutul Politehnic București

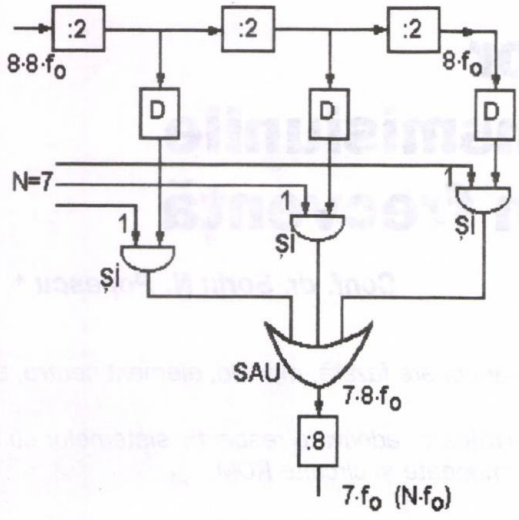



Figura 1.1
Generarea multiplilor unei frecvenţe fundamentale folosind un numărător comandat

valabilă pentru sisteme de 24 căi cu viteza 50 Bd.

Se poate aborda problema plecând de la observaţia că toate frecvenţele se pot obţine prin divizarea unei frecvenţe înalte, egală cu cel mai mic multiplu comun al lor. Un calcul simplu arată însă că oscilatorul de bază ar trebui să funcţioneze în domeniul oscilaţiilor luminoase.

În lucrarea [4] autorul arată cum se pot obţine în mod ingenios toate frecvenţele prin divizări rezonabile ale unei frecvenţe egală cu $30 \cdot 2^{16} = 1.966.080$ Hz.

Să examinăm în figura 1.1 exemplul simplu al obţinerii frecvenţelor $Nf_0$ pentru N = 1,2 . . . 7

Plecând de la valoarea $8.8f_0$ se obţin $8.4f_0$, $8.2f_0$ şi $8.f_0$ ; semnalele se derivează iar impulsurile înguste obţinute la momentele marcate pe figura 1.2 se aplică aditiv unui divizor cu 8. Fie N = 7.

Un număr de $7.8f_0$ impulsuri divizate prin 8 ar conduce, la prima vedere, la obţinerea frecvenţei $7f_0$. În realitate, figura 1.2 arată că rezultă un semnal tip 4:5 cu o perioadă lungă (7 cicluri):

/4 - 5, 4 - 5, 4 - 5, 5 - 4, 5 - 4, 5 - 4, 5 - 5,/4 - 5, . . .
1 2 3 4 5 6 7 1 2

În prima etapă, avem o pseudo-perioadă de 9 "cuante" deci:

$$T_1 = 9 \frac{1}{8.8 f_o}$$

şi o frecvenţă (falsă):

$$f_1 = \frac{64}{9} f_o = (7 + \frac{1}{9}) f_o \qquad (1.2)$$

Pentru o perioadă completă avem însă 9.6 + 10 = 64 "cuante" şi o perioadă medie:

$T_m = \frac{64}{7}$ cuante, adică $f_m = \frac{7}{64} 8.8 f_o = 7 f_o$ ceea ce ar fi de dorit.

Divizând încă o dată, după dublarea corespunzătoare a frecvenţei $64\ f_o$, obţinem secvenţa:

/ 10, 9, 9, 9, 9, 9, 9,/10, 9 . . .

ceea ce reprezintă un purtător mai "rezonabil" de tip 1:1. Observăm acum că acesta se poate obţine dintr-o secvenţă periodică 9:9 prin salt permanent de fază, la fiecare 7 semiperioade, de valoare $\pi/9$ (figura 1.3).

Faza $\varphi$ (t) în formă de funcţie "în scară" se descompune într-o componentă liniar variabilă (precesie) de valoare $\Delta\omega t$ şi o componentă în "dinte de ferăstrău" reprezentată haşurat pe figură.

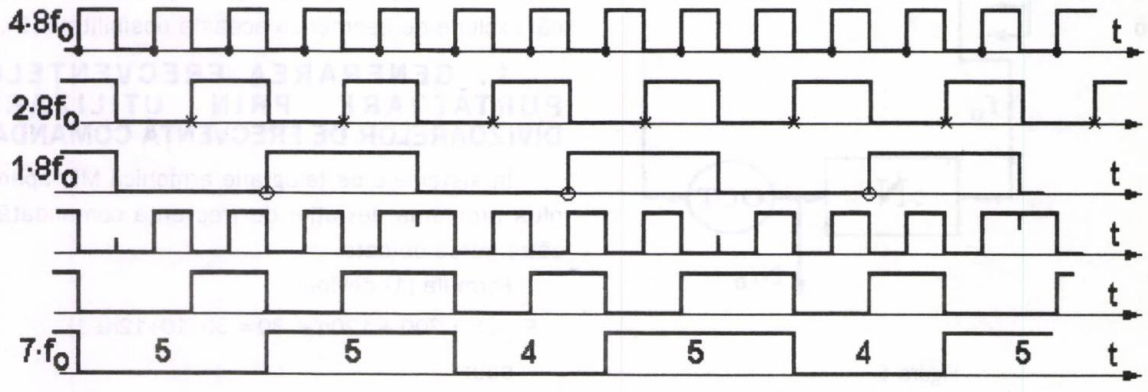



Figura 1.2
Diagrama de impulsuri a divizorului a divizorului comandat

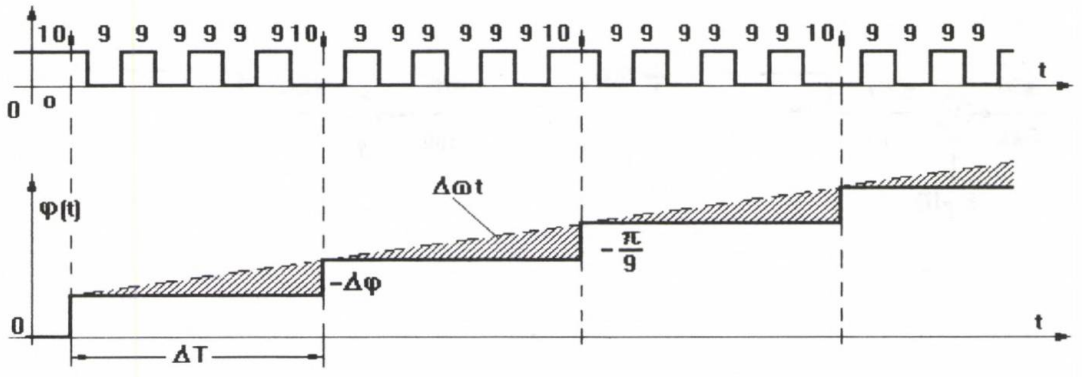



Figura 1.3
Semnal cu precesie de fază

Deplasarea de frecvenţă $\Delta\omega/2\pi$ se poate calcula astfel:

$$\Delta f = \frac{\Delta\varphi}{2\pi . \Delta T} = \frac{-\pi}{9.2\pi 64.1/128 f_o} = \frac{-1}{9} f_o \qquad (1.3)$$

Adăugând această valoare negativă la valoarea frecvenţei:

$$f_1 = (7 + \frac{1}{9}) f_o$$

rezultă exact valoarea dorită.

Semnalul purtător obţinut nu este o frecvenţă "pură" ci păstrează o modulaţie de fază parazită cu mesaj triunghiular, ceea ce în domeniul frecvenţă înseamnă existenţa unor linii spectrale nedorite. Valoarea acestor cmponente se poate calcula după procedeul prezentat în [5].

Distanţa lor faţă de componenta principală (cea dorită) este dată de multiplii întregi ai valorii $1/\Delta T$, deci sunt relativ apropiate şi sunt dificil de eliminat prin filtrare.

Soluţia tehnică aleasă în [4] este de a continua procesul de divizare până când amplitudinea acestor componente devine neglijabilă, deoarece saltul de fază scade în mod corespunzător.

Schema bloc realizată de autorul lucrării [4] ţine seama de recomandările CCITT privind sistemele cu 24, 12, 6 căi, lucrând la vitezele de 50, 100 şi respectiv 200 Bd (fig. 1.4).

$F_{on}$ = 300 + 120n pentru 50 Bd

$F_{on}$ = 240 + 240n pentru 100 Bd

$F_{on}$ = 180 + 480n pentru 200 Bd

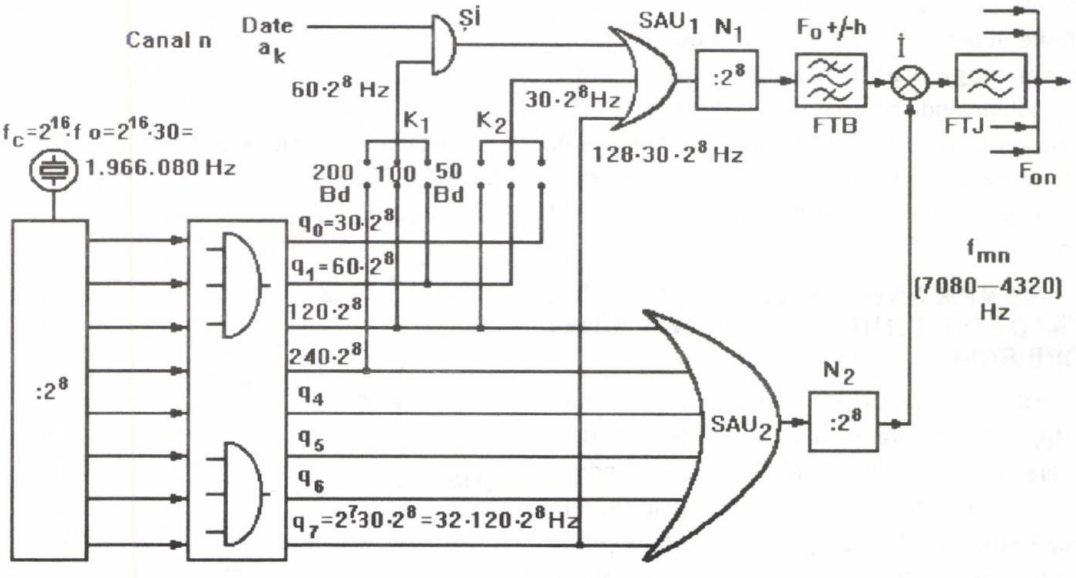



Figura 1.4
Schema bloc a unui canal din sistemul TA - MF cu 24, 12, 6 canale

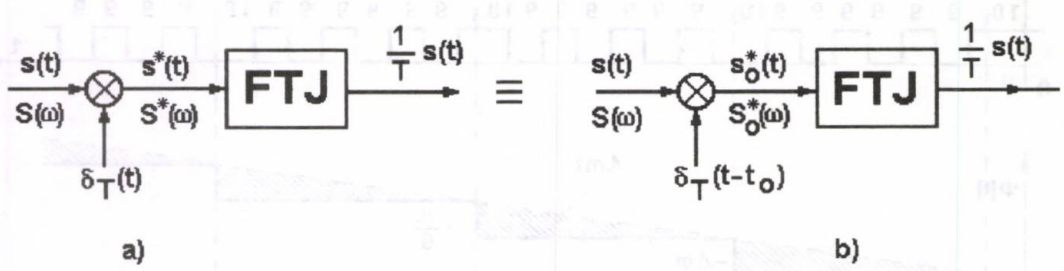



Figura 2.1
Sondarea unui semnal cu func]ii delta periodice retardate

Numărul de canale este respectiv egal cu 24, 12 și 6.

Se folosesc frecvențele intermediare $F_o^*$ egale cu:

$3900 \pm 30 = 30 ( 2^7 + 1 + \frac{2}{0} )$ pentru 50 Bd

$3960 \pm 60 = 30 ( 2^7 + 2 + \frac{4}{0} )$ pentru 100 Bd

$4080 \pm 120 = 30 ( 2^7 + 4 + \frac{8}{0} )$ pentru 200 Bd (1.5)

și frecvențele purtătoare interne $f_{mn}$ cu valorile:

$4200 + 120n = 120 (32 + 3 + n)$ pentru 50 Bd

$4200 + 240n = 120 (32 + 3 + 2n)$ pentru 100Bd

$4200 + 480n = 120 (32 + 3 + 4n)$ pentru 200 Bd (1.6)

ale căror diferențe conduc la valorile normate.

$F_{on}$ cu deviațiile de 30, 60 și 120 Hz.

Totuși, pentru viteza de 200 Bd, s-a ales $F_{on} = 120 + 480n$.

În acest fel apare avantajul că filtrele trece bandă, centrate pe $F_o$, sunt identice pentru toate căile, dar sunt diferite în funcție de viteza datelor $a_k$.

Schema logică este identică pentru toate canalele, schimbându-se doar comutatoarele $k_1$ și $k_2$ potrivit vitezei și intrările în circuitul SAU2 (adică $f_{mn}$), potrivit numărului de ordine al canalului, prin realizarea numărului de ordine 32+3+n(2n,4n) al acestuia.

## 2. GENERAREA FRECVENȚELOR PURTĂTOARE PRIN UTILIZAREA UNEI MEMORII ROM

Metodele prezentate anterior prezintă dezavantajul că necesită un echipament de cale, deși redus, care - multiplicat cu numărul de căi - conduce la un volum important de circuite. În plus, ele generează semnale dreptunghiulare care necesită filtrări ulterioare. Folosind teorema eșantionării și diviziunea temporală a semnalelor MA cu diviziune în frecvență - urmate de o singură filtrare generală - se ajunge la un echipament practic fără circuite individuale de cale.

Vom stabili mai întâi următorul rezultat: un semnal eșantionat este restituit prin filtrare independent de faza funcției delta periodică de sondare (figura 2.1).

Cu alte cuvinte, $s^*(t) = s(t)$, $\delta_T(t)$ va fi restituit la fel ca:

$$s_0^*(t) = s(t)\delta_T(t - t_o) \tag{2.0}$$

Într-adevăr, avem:

$$S^*(\omega) = \frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty} S(\omega - n\frac{2\pi}{T}) =$$

$$= \frac{1}{T}S(\omega) + \frac{1}{T}\sum_{\substack{n=-\infty \\ n\neq o}}^{\infty} S(\omega - n\frac{2\pi}{T}) \tag{2.1}$$

$$S_0^*(\omega) = \frac{1}{T}S(\omega) + \frac{1}{T}\sum_{\substack{n=-\infty \\ n\neq 0}}^{\infty} S(\omega - n\frac{2\pi}{T}) e^{-j2\pi\frac{t}{T}n} \tag{2.2}$$

și prin filtrare se reține aceeași componentă din banda de bază $1/T.S(\omega)$.

Dezvoltarea în serie Fourier:

$$\delta_T(t - t_o) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_o(t-t_o)} =$$

$$= \frac{1}{T} + \frac{1}{T}\sum_{\substack{n=-\infty \\ n\neq 0}}^{\infty} e^{jn\omega_o t}\cdot e^{-jn\omega_o t_o} \tag{2.3}$$

și relația:

$$S_o^*(t) = \frac{1}{T}s(t) + \frac{1}{T}\sum_{\substack{n\neq 0 \\ n=-\infty}}^{\infty} s(t) e^{jn\omega_o t}\cdot e^{-jn\omega_o t_o} \tag{2.4}$$

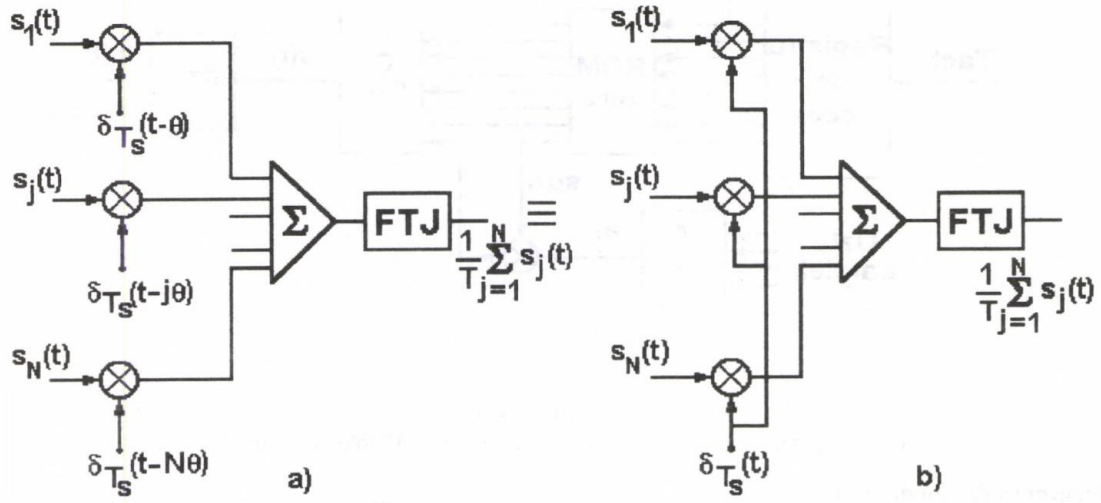



Figura 2.2
Echivalența eșantionărilor cu funcții delta decalate și nedecalate

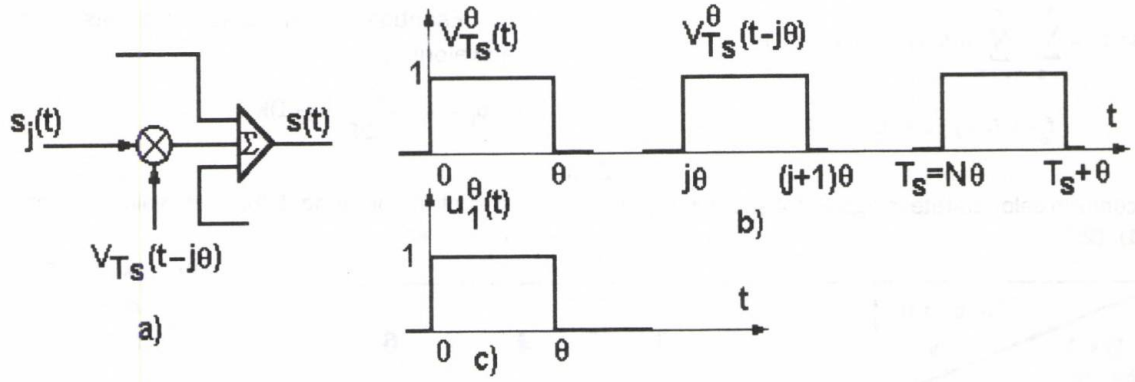



Figura 2.3
Eșantionarea cu funcția rectangulară periodică

justifică direct afirmația (2.2).

De aici rezultă faptul că un set de semnale $s_j(t)$ poate fi eșantionat în vederea diviziunii temporale ca în fig. 2.2a, dar valorile eșantioanelor pot fi cele din figura 2.2b.

Acest lucru are importanță practică atunci când eșantioanele sunt extrase dintr-o memorie ROM, deoarece se reduce numărul de valori rezidente și deci capacitatea memoriei.

Sondarea se face în realitate cu funcții rectangulare periodice, ca în figura 2.3, având durata $\theta = T_S/N$ unde $T_S$ este perioada de eșantionare iar N numărul de canale.

Funcția dreptunghiulară unitate $u^{\theta}(t)$ are durata $\theta$ (figura 2.3c) și permite scrierea semnalului multiplex cu modulție de amplitudine ca o sumă:

$$s(t) = \sum_{j=1}^{N} s_j(t) \cdot V_{T_s}^{\theta}(t - j\theta) =$$

$$= \sum_{j=1}^{N} a_j \sin 2\pi(2j+1) f_o t \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} u^{\theta}(t - j\theta - kN\theta) \quad (2.5)$$

unde s-a scris funcția:

$$V_{T_s}^{\theta}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u^{\theta}(t - kT_s) \quad (2.6)$$

Frecvențele purtătoare se aleg multipli impari ai unei frecvențe fundamentale $f_o$. Eșantionarea este de tipul "sondare cu memorie" dar este suficient de îngustă pentru a fi asimilată cu o eșantionare naturală ideală.

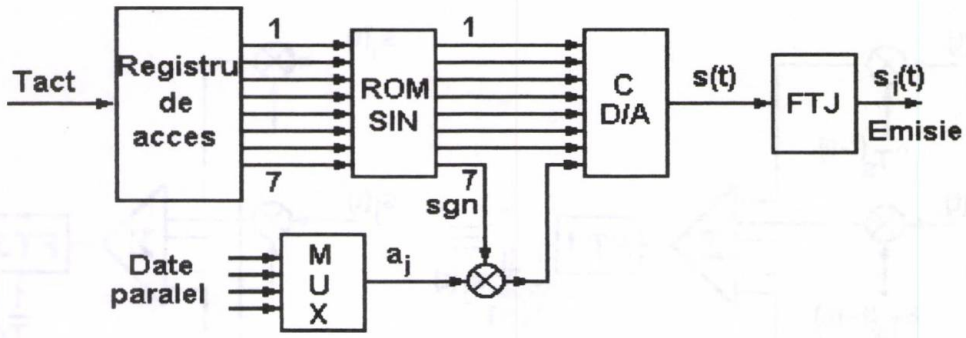



Figura 2.4
Modelul generării semnalelor cu diviziune în frecvență folosind o memorie ROM

Frecvența de sondare se alege:

$$f_s = 1/T_s = \frac{1}{N\theta} = 2^n \cdot f_o = 128\, f_o = 128.55 = 7040 \text{ Hz} \qquad (2.7)$$

Rezultă că (2.5) poate fi scrisă:

$$s(t) = \sum_{j=1}^{N} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_j \sin[2\pi(2j+1)\cdot f_o(kN+j)\theta] \cdot u^{\theta}(t - kN\theta - j\theta) \qquad (2.8)$$

și, conform celor arătate în figura 2.2 și prin relația (2.0), (2.1), (2.2),

$$s(t) = \sum_{j=1}^{N} \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_j \sin[2\pi(2j+1)\cdot f_o \cdot k/2^n f_o] \cdot u^{\theta}(t - kT_s) \qquad (2.9)$$

Eșantioanele sinusoidelor extrase din memorie au valorile :

$$d_k = \sin \frac{2\pi}{128}(2j+1)k \qquad (2.10)$$

și sunt în număr de 128, adică valorile funcției sinus în 128 puncte.

| 2j + 1 Nr. cale \ Nr. cadru k | | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 1 | ⑦ 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| Cadru scurt | 3 | 0 | 3 | 6 | 1 | 4 | 7 | 2 | 5 |
| | 5 | 0 ③ | 5 ① | 2 | 7 | 4 | 1 | 6 | 3 |
| | 7 | 0 ① | 7 ③ | 6 | 5 | 4 | 3 | 2 ⑤ | 1 ⑦ |
| Salt (jos) incrementare creștere salt | | 0 | 2 | 4 | 6 | 0 | 2 | 4 | 6 |
| | | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| Salt (sus) inițiere creștere salt | | 1 | 3 | 5 | 7 | 1 | 3 | 5 | 7 |
| | | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| Salt (sus) inițiere pentru cadru scurt | | 3 | 1 | 7 | 5 | 3 | 1 | 7 | 5 |
| | | 6 | 6 | 6 | 6 | 6 | 6 | 6 | 6 |

Figura 2.5
Tabelul de căutare în memoria ROM

Produsul k(2j+1) trebuie considerat într-o algebră a claselor de resturi modulo-128.

$$k(\hat{2j+1}) = \hat{p} \pmod{128} \qquad (2.11)$$

Se pune problema dacă $\hat{p}$ ia toate valorile de la 1 la 127, altfel spus dacă:

$$\forall p, \exists k = \hat{p}(\hat{2j+1})^{-1}$$

a.î. (2.11) (A) (2.12)

ceea ce nu este evident, pentru că ($\hat{p}$) nu este grup, având divizori ai lui zero (monoid). Din fericire, multiplii impari ai oricărui element al mulțimii formează în tabela operației induse o linie care conține elementul neutru, deci 2j+1 este inversabil.

Într-adevăr, folosind relațiile:

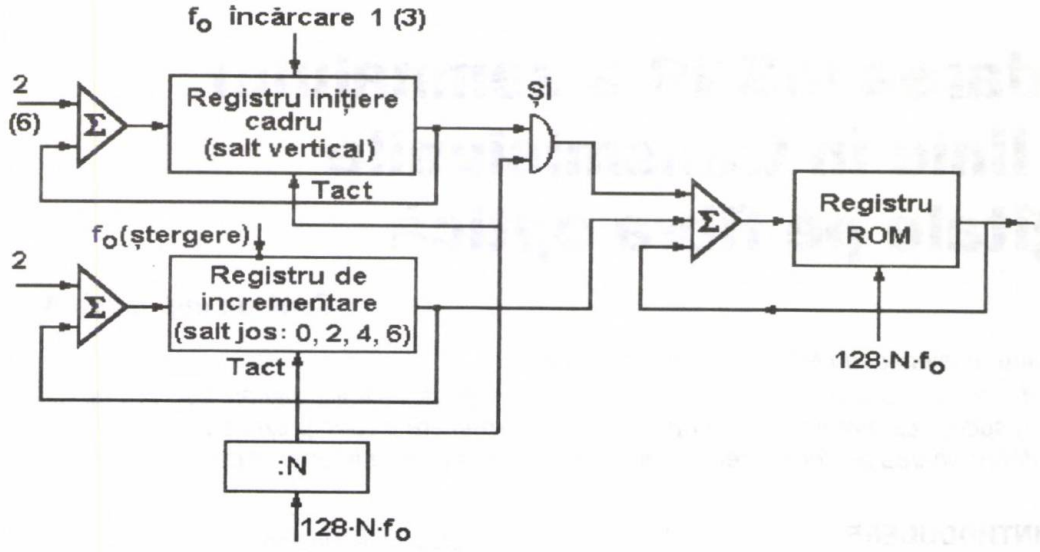



Figura 2.6
Registrul de acces la memorie

$$1+j^n.2^n = (2j+1)(2^{n-1}j^{n-1} - 2^{n-2}j^{n-2} + \ldots - 2^1 j+1) \quad (2.13)$$

pentru n impar și:

$$1-j^n.2^n = (2j+1)(-2^{n-1}j^{n-1} + 2^{n-2}j^{n-2} - \ldots -2j+1)$$

pentru n număr par,

rezultă (deoarece $2^n = \hat{0}$) că 2j+1 este inversabil.

Modelul generării semnalului multiplex este prezentat în figura 2.4 unde registrul de 7 biți urmează a fi specificat în cele ce urmează. Semnalul de date $\alpha_j$ înmulțește bitul de semn al octetului extras din memorie.

Pentru a înțelege cum trebuie să evolueze registrul de căutare în ROM, vom prezenta în figura 2.5 un tabel al operației de înmulțire în algebra claselor de resturi modulo $2^3 = 8$.

Tabelul este parcurs pe verticală de sus în jos și de la stânga spre dreapta.

Prima coloană ar reprezenta valorile impare 2j+1 din (2.10) iar prima linie - valorile lui k de la 0 la $2^n$-1 (aici 0 - 7).

Căile (și deci frecvențele purtătoare) sunt explorate pe rând (vertical în tabel) constituind un caedru, iar apoi după $T_s$ se face un salt vertical în tabel și se reia explorarea căilor pentru cadrul următor. Saltul în jos are valorile 0,2,4,6 deci crește cu doi de la un cadru la următorul cadru. Saltul în sus la schimbarea cadrului are valorile 1,3,5,7 deci crește cu cifra 2; alegând un "cadru scurt ", saltul ia valoarea 6.

În figura 2.6 este reprezentată o realizare posibiă a registrului de acces la ROM sub forma unui set de trei acumulatoare fiecare cuprinzând un registru de acumulare și un sumator de câte 7 biți.

În figura 2.5 este reprezentat un "cadru scurt" adică alegerea unui număr de două căi (3,5) din cele 4 posibile.

În practică se folosesc N = 16 căi (2j+1 = 17,19, . . ., 47).

Saltul jos rămâne la valoarea 2, iar saltul sus se modifică de la 2 la 6.

Inițierea registrelor la fiecare ciclu complet este esențială.

BIBLIOGRAFIE

[1] Popescu, S. - "Telegrafie" - IPB, 1988

[2] Bănică, I., Popescu. S. - "Transmisiuni de date prin multiplexare cu repartiție în frecvență" - Telecomunicații nr. 1, 1993

[3] Mateescu, A., Bănică, I., Popescu, S., Borcoci, E. - "Transmisiuni de date" - Editura Tehnică, București, 1983

[4] Bălan, C. - "Generarea de frecvențe pentru un sistem de telegrafie armonică" - comunicare științifică - Academia Militară, București, 1984

[5] Popescu, S. - "Contribuții la studiul metodelor de decodare utilizate în sistemele de transmisiuni multiplex" - Teza de doctorat, IPB, 1978

[6] Bingham, J. - "Multicarrier Modulation for Data Transmission: An Idea Whose Time Has Come" - IEEE Communication Magazine, May 1990, pp. 5-14.

# Codarea MBNB a semnalului de linie în transmisiunile digitale pe fibra optică

*Conf. dr. ing. Iancu A. Ceapă* *

*Cuvinte cheie: coduri MBNB, mașină secvențială*

*Se descrie metodele de codare MBNB folosite în transmisiunile digitale pe fibra optică și se prezintă codorul respectiv ca o mașină secvențială finită deterministă a cărui prezentare sub formă matriceală este utilă în determinarea performanțelor codului utilizat cu ajutorul sistemelor de calcul numerice.*

## 1. INTRODUCERE

**D**intre diferitele categorii de metode pentru codarea secvențelor de date, cunoscute, cele care pot fi utilizate în transmisiunile digitale pe fibra optică sunt metodele de codare binară redundantă care folosesc codurile bloc. Dintre acestea, două sunt clasele de metode care satisfac cel mai bine factorii care iau în considerare particularitățile componentelor specifice sistemelor pe cablu optic [1] și anume:

- metode de codare binară cu "scrambling" și bit de paritate;
- metode de codare binară cu "disparitate" constantă sau compensată.

Metodele din prima categorie folosesc cea mai simplă modalitate de adăugare a redundanței. Ele inserează în fluxul de date transmis câte un bit de paritate la un număr fixat de biți. Astfel, formatul cuvântului transmis este de tipul mB1P, unde m reprezintă numărul biților de informație la care se adaugă bitul de paritate care va fi simbolul 1 sau 0 după cum numărul simbolurilor 1 din cei m biți de informație este par, respectiv impar.

Numărul m rezultă din compromisul între valoarea redundanței adăugate, simplitatea controlului erorilor și timpul de refacere al sincronizării de cuvânt. Valorile care rezultă pentru m [1] sunt:

$$7 \le m \le 17 \qquad (1)$$

Codurile obținute prin metodele de codare cu "scrambling" și bit de paritate, numite pe scurt coduri mB1P cu "scrambling", prezintă caracteristici favorabile pentru diferite aplicații practice de transmitere a semnalelor digitale pe fibră optică. Totuși, ele ridică unele dificultăți tehnice din cauza componentelor spectrale de la JF, iar în plus timpii de refacere a sincronizării de cuvânt cresc considerabil odată cu lungimea cuvintelor. De aceea, aceste coduri sunt mai puțin utilizate decât codurile obținute prin metodele ce aparțin celei de a doua categorii.

Metodele de codare binară cu "disparitate" constantă sau compensată, care formează cea de a doua grupă de metode folosite în transmisiunile digitale pe fibră optică, sunt de fapt metodele cele mai uzuale în aplicații. Ele au fost deja adoptate în marea majoritate a sistemelor aflate în exploatare sau în experimentări.

Dar înainte de a trece la prezentarea lor, trebuie precizat că prin noțiunea de "disparitate" care se notează cu d, se înțelege diferența:

$$d = n("1") - n("0") \qquad (2)$$

unde prin n("1") s-a notat numărul de simboluri "1" și prin n("0") numărul de simboluri "0" dintr-un cuvânt de cod.

Pentru introducerea redundanței, metodele de codare binară cu "disparitate" constantă sau compensată transformă un cuvânt binar de lungime M într-un cuvânt binar de lungime N (N > M), cu condiția ca după codare cuvintele obținute să prezinte pentru secvența de date transmisă o "disparitate"constantă sau o "disparitate" care se compensează de la un cuvânt la altul. Codurile bloc binare obținute prin aceste metode sunt cunoscute sub numele de coduri bloc binare de tipul MBNB sau pe scurt coduri MBNB.

## 2. DESCRIEREA METODELOR DE CODARE MBNB

Înainte de a prezenta descrierea propriu-zisă este necesar să se introducă simbolismul și definițiile necesare.

Prin $\mathcal{B}_2$ {0,1} se notează alfabetul binar al secvenței de date de la intrarea codorului și prin

* Universitatea Politehnică din București

$\mathcal{A}_L$ { $k_1$, $k_2$,..., $k_L$ } alfabetul general L-ar (L ≥ 2 ) al secvenței codate de la ieșirea codorului. În cazul codorului din sistemele de transmisiuni pe fibra optică, având în vedere necesitatea obținerii unui semnal de linie de tipul OOK, alfabetul de la ieșire trebuie să fie tot binar, adică L = 2, dar pentru obținerea unor rezultate mai generale care să fie valabile și în cazul codurilor multinivel L-are de tipul (M, N) în perspectiva adoptării lor în sistemele utilizând fibra optică, s-a considerat utilă alegerea pentru ieșire a alfabetului general L-ar. Particularizarea rezultatelor pentru L = 2 nu va ridica nici o dificultate, așa cum nici ipoteza unui alfabet de intrare binar nu este esențială în considerațiile făcute, putând fi ușor îndepărtată.

Mulțimea secvențelor binare de intrare având lungimea M vor fi notate prin $B_2^M$, iar cea a secvențelor L-are de la ieșire având lungimea N prin $A_L^N$.

Consecvent cu aceste notații, o codare (M,N) este definită ca o corespondență:

$$\varphi : B_2^M \longrightarrow A_L^N \tag{3}$$

care trebuie să fie în mod necesar injectivă pentru a conserva informația.

Aceasta implică:

$$L^N \geq 2^M \tag{4}$$

sau în cazul L = 2,

$$N \geq M \tag{5}$$

Un N-tuplu L-ar, $[a] \in A_L^N$, care este imaginea unui M-tuplu binar $[b] \in B_2^M$ în corespondența $\varphi$ este considerat cuvânt de cod. Mulțimea $\mathcal{O}$ a tuturor cuvintelor de cod este în general o submulțime proprie mulțimii $A_L^N$, $\mathcal{O} \subset A_L^N$, deoarece unele N - tuple L - are nu sunt imaginea niciunui M - tuplu binar în corespondența $\varphi$.

În cazul codurilor binare MBNB pentru transmisiuni pe fibră optică ( L = 2 ), toate elementele mulțimii $\mathcal{O}$, adică toate cuvintele de cod, trebuie să aibe o "disparitate" constantă sau "disparitate" care se compensează de la un cuvânt la altul în secvența de date codată. Rezultă că dacă un N-tuplu binar nu îndeplinește această condiție nu poate fi cuvânt de cod, adică nu poate fi imaginea unui M-tuplu binar de intrare.

### 2.1. Prezentarea codorului ca o mașină secvențială

Un codor corespunzător unui cod L-ar (M,N) poate fi considerat ca o mașină secvențială sincronă convențională care este definită printr-un cvintuplu ce constă din 3 mulțimi și două funcții:

$$\mathcal{M} = \{ \mathcal{I}, \mathcal{O}, \mathcal{S}, g, h \} \tag{6}$$

unde :

$\mathcal{I} = B_2^M$ - este mulțimea cuvintelor de intrare;

$\mathcal{O}$ $A_L^N$ - mulțimea cuvintelor de ieșire( mulțimea cuvintelor de cod);

$\mathcal{S} = \{ s_1, \ldots, s_l \}$ - mulțimea finită a stărilor codorului;

g : $\mathcal{I}$ x $\mathcal{S}$ —> $\mathcal{S}$ - funcția de tranziție a stărilor, care pentru fiecare pereche de cuvânt de intrare-stare "prezentă", prescrie starea "următoare" ( starea în care se face tranziția ) a mașinii secvențiale ;

h : $\mathcal{I}$ x $\mathcal{S}$ —> $\mathcal{O}$ - funcția de ieșire, care desemnează la fiecare pereche de cuvânt intrare-stare "prezentă", un cuvânt de cod.

Din această definiție se deduce că blocul de codare reprezentat de mașina secvențială $\mathcal{M}$, realizează transformarea intrare-ieșire prin parcurgerea stărilor din mulțimea $\mathcal{S}$, în funcție de succesiunea cuvintelor de intrare.

Deoarece pentru codorul în discuție, mulțimile I, $\mathcal{O}$ și $\mathcal{S}$ sunt mulțimi finite, iar funcțiile g și h sunt bijective, adică pentru fiecare pereche de elemente aparținând mulțimilor $\mathcal{I}$ și $\mathcal{S}$ se obține un element unic din $\mathcal{S}$, atunci mașina secvențială corespunzătoare $\mathcal{M}$ este o mașină finită deterministă, deci o mașină Mealy cu restricția că mulțimile de intrare și de ieșire ale mașinii sunt alcătuite din cuvinte de lungime fixată.

Acest model este prin urmare, util nu numai din punct de vedere matematic, ci și pentru aplicațiile de interes ingineresc în schemele de codare. Un studiu mai cuprinzător despre aplicabilitatea modelului mașinii de stări finite la schemele de codare se găsește în lucrarea [2].

Funcția de ieșire h a codorului poate fi scrisă ca o familie de funcții { $h_i$ }, unde $h_i$ este funcția de codare corespunzătoare stării $s_i$, adică:

$$h_i ( [\mathcal{G}] ) = h ( s_i , [\mathcal{G}] )$$
$$\textit{pentru} ( \forall ) s_i \in \mathcal{I} , [\mathcal{G}] \in \mathcal{I} \tag{7}$$

Dar pentru determinarea parametrilor (enumerați la pct.3) și codului utilizat (în special pentru determinarea densității spectrale a semnalului codat) este mult mai convenabil să se considere ordonarea bazată pe cuvintele de intrare în loc de ordonarea bazată pe stări. În plus, în tratarea codurilor bloc este esențial să se procedeze la aranjarea mulțimilor de intrare și de ieșire în forme matriciale.

Astfel, dacă cele:

$$K = 2^M \tag{8}$$

cuvinte de intrare notate prin $[\mathcal{b}]_u$ ( $[\mathcal{b}]_u \in \mathcal{I}$ ) sunt considerate ca vectori linie, M-dimensionali, adică:

$$[\mathcal{b}]u = [\, b^1_u\, b^2_u \ldots b^M_u\,],$$

$$(u = \overline{1, K} \text{ și } b^j_u \in \mathcal{B}_2 \tag{9}$$

atunci acești vactori pot fi aranjați în matricea:

$$[B] = \| [\mathcal{b}]_u \|, \qquad (u = \overline{1, K}) \tag{10}$$

având dimensiunile M x K.

În mod analog, dacă cuvintele de cod:

$$[a]_{iu} = h(s_i, [\mathcal{b}]_u), \qquad [a]_{iu} \in \mathcal{O} \tag{11}$$

sunt considerate ca vectori linie, N-dimensionali:

$$[a]_{iu} = [\, a^1_{iu}\, a^2_{iu} \ldots a^N_{iu}\,],$$

$$(i = \overline{1, I},\ u = \overline{1, K} \text{ și } a^j_{iu} \in \mathcal{a}_L) \tag{12}$$

care sunt aranjați în K matrici de dimensiuni I x N:

$$[A]_u = \| [a]_{iu} \|, \quad (i = \overline{1, I} \text{ și } u \text{ - fixat}), \tag{13}$$

(câte o matrice pentru fiecare cuvânt de intrare), atunci aceste matrici pot fi aranjate la rândul lor într-o matrice coloană:

$$[A] = \| [A]_1\ [A]_2 \ldots [A]_K \|^T, (K = 2^M) \tag{14}$$

Matricea [A] caracterizează în mod complet funcția de ieșire h.

Trebuie reținut că cele:

$$K_a \overset{\Delta}{=} K \cdot I = 2^M \cdot I \tag{15}$$

cuvinte ordonate cu ajutorul matricei [A] nu sunt în general toate distincte.

În continuare, este necesar să se reprezinte matricial și funcția g de tranziție a stărilor.

Pentru fiecare cuvânt de intrare $[\mathcal{b}]_u$, ( $u = \overline{1, K}$ ) se definește o matrice pătrată binară:

$$[E]_u = \| e_u(i, j) \|, \quad (i, j = \overline{1, I}) \tag{16}$$

unde:

$$e_u(i, ) = \begin{cases} 1, & \text{dacă } s_j = g(s_i, [b]_u) \\ 0, & \text{dacă } s_j \neq g(s_i, [b]_u) \end{cases} \tag{17}$$

În cuvinte, aceasta înseamnă că elementul (i,j) al matricei $[E]_u$ este egal cu unitatea dacă și numai dacă cuvântul de intrare $(\mathcal{b})_u$ obligă codorul care are starea prezentă $s_i$ să preia ca stare următoare, starea $s_j$. În caz contrar, adică atunci când codorul nu poate trece din starea $s_i$ în starea $s_j$, când la intrare s-a aplicat cuvântul $(\mathcal{b})_u$, elementul (i,j) al matricei $[E]_u$ este nul. Rezultă că pentru o pereche dată ($s_i$, $(\mathcal{b})_u$) există o singură stare următoare $s_j$ bine determinată deoarece funcția de tranziție este bijectivă. Aceasta înseamnă că în matricele binare $[E]_u$, fiecare linie conține numai un singur element egal cu unitatea.

Dacă se definește submulțimea cuvintelor de intrare:

$$B^M_{ij} \overset{\Delta}{=} \{ [\mathcal{b}]_u / s_j = g(s_i, [\mathcal{b}]_u) \} \in \tag{18}$$

atunci elementul $e_u$ (i,j) se mai poate scrie:

$$e_u(i, j) = \begin{cases} 1, & \text{dacă } [b]_u \quad B^M_{ij} \\ 0, & \text{dacă } [b]_u \quad B^M_{ij} \end{cases} \tag{19}$$

Mulțimea matricelor $[E]_u$ poate fi ordonată într-o singură matrice coloană:

$$[E] = \| [E]_1\ [E]_2 \ldots [E]_K \|^T, (K = 2^M) \tag{20}$$

care caracterizează în mod complet funcția g de tranziție a stărilor.

În concluzie, din cele prezentate rezultă că metoda de codare este determinată dacă se cunosc elementele cvintuplului $\mathcal{M}$ sau dacă se cunosc matricele [B], [A] și [E] date de relațiile (10), (14) și respectiv (20). Această prezentare sub formă matricială este convenabilă în utilizarea sistemelor de calcul numerice pentru determinarea performanțelor codului folosit.

Când numărul stărilor codorului este relativ mic, comportarea poate fi reprezentată și printr-o diagramă de stări în care stările se reprezintă prin cercuțe și tranzițiile de stări se reprezintă prin săgeți etichetate cu caracteristicile cuvintelor de cod.

## 2.2. Semnalul digital codat

La intrarea codorului presupus a fi mașina secvențială sincronă $\mathcal{M}$ descrisă în paragraful anterior, se aplică fluxul de date ($b_k$) generat de o sursă binară. Acest flux este segmentat în scvențe binare de M simboluri,

$$[a]_n = [\, a^1_n\, a^2_n .. b^N_n\,] \in B^M_2, \qquad (-\infty < n < +\infty) \tag{21}$$

reprezentând cuvintele de intrare, care sunt apoi codate în cuvinte L- are de lungime N,

$$[b]_n = [\, b^1_n\, b^2_n .. b^M_n\,] \in \mathcal{O} \in A^M_2, \qquad (-\infty < n < +\infty) \tag{22}$$

adică în cuvinte de cod.

Funcțiile codorului pot fi rescrise acum arătând în mod explicit dependența de timp prin indexul n,

$$[a]_n = h(S_n, [b]_n) \tag{23}$$

$$S_{n+1} = g(S_n, [b]_n) \tag{24}$$

unde $S_n$ și $S_{n+1}$ sunt starea "prezentă" și respectiv starea "următoare" ( $S_n, S_{n+1} \in \mathcal{S}$ ).

Fiecare simbol al cuvintelor de cod obținute la ieșirea codorului este reprezentat cu ajutorul impulsului elementar de formă standard. Acest impuls, pe care îl notăm cu x(t), este generat la intervale de durată T (perioada simbolurilor). Rezultă că un cuvânt de cod de lungime N va avea durata:

$$T_N = NT, \tag{25}$$

iar semnalul digital codat y(t) poate fi scris sub forma:

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{N} a_n^K x(t-(k-1)T - nT_N) \tag{26}$$

unde $a_n^K$ reprezintă al k-lea simbol din al n-lea cuvânt.

O exprimare mult mai compactă a acestui semnal se poate face cu ajutorul vectorului cuvânt de cod $[a]_n$ definit prin relația (22) și a vectorului coloană de impulsuri elementare [ x(t) ] definit cu ajutorul relației:

$$[x(t)] = [x(t),\ x(t-T), \ldots, x(t-(N-1)T)] \tag{27}$$

astfel încât (26) devine:

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [a]_n [x(t-nT_N)] \tag{28}$$

Formele (26) și (28) ale semnalului digital codat sunt utile pentru calcularea densității sale spectrale.

## 3. PARAMETRII CARACTERISTICI AI CODURILOR DE LINIE MBNB [3], [4]

Din cele prezentate anterior rezultă că prin codarea binară MBNB, orice secvență digitală $\{b_k\}$ neredundantă aplicată la intrarea codorului și având o rată a simbolurilor:

$$f_o = 1/T_o \tag{29}$$

va fi convertită într-o secvență digitală de ieșire $\{a_k\}$ redundantă cu o rată a simbolurilor $f_c$. Redundanța astfel introdusă este folosită în scopul obținerii semnalului de linie care să satisfacă cât mai bine cerințele impuse de transmisia prin fibra optică, cerințe rezultate din analiza factorilor prezentați în [5].

Parametrii caracteristici necesari evaluării performanțelor fiecărui cod de linie în raport cu acei factori specifici sistemelor de transmisiuni digitale pe fibră optică sunt definiți în continuare.

### a) Creșterea ratei simbolurilor pe linie

$$f_c/f_o = N/M \tag{30}$$

creștere care trebuie să fie cât mai mică, mai ales în cazul sistemelor de mare viteză.

### b) Valoarea medie a simbolurilor transmise pe linie

$$< a_k > = \lim_{n \to \infty} < a_k >_n \tag{31}$$

unde:

$$< a_k >_n = \frac{\sum_{k=1} a_k}{n} \tag{32}$$

este valoarea medie a simbolurilor pentru o secvență de lungime n.

Se obține:

$$< a_k > = \begin{cases} 0{,}5 & \text{când disparitatea este constantă} \\ \dfrac{n(\text{“1“})}{N} & \text{când disparitatea este compensată} \end{cases} \tag{33}$$

Cu ajutorul valorii medii $< a_k >$ care trebuie să fie minimă, se definesc suma digitală curentă $\sigma$ a secvenței de date codate și suma digitală $\gamma$ a unui cuvânt de cod:

$$\sigma = \sum_{k=-\infty}^{n} \tilde{a}_k \ , \quad \gamma = \sum_{k=1}^{N} \tilde{a}_k \tag{34}$$

unde:

$$\tilde{a}_k = a_k - < a_k > \tag{35}$$

### c) Numărul stărilor de codare

$$S_{cod} = \text{card } \mathcal{S} \tag{36}$$

unde $\mathcal{S}$ reprezintă mulțimea stărilor de codare.

Acest parametru indică complexitatea codorului și a decodorului. Pentru codurile MBNB utilizate:

$$S_{cod} = \begin{cases} 1 & \text{când disparitatea este constantă} \\ 2 & \text{când disparitatea este compensată} \end{cases} \tag{37}$$

### d) Numărul stărilor monitor

$$S_{mon} = \text{card } M_\sigma \tag{38}$$

unde $M_\sigma$ reprezintă mulțimea valorilor posibile distincte pe care le poate lua suma digitală $\sigma$ după fiecare simbol.

Acest parametru indică complexitatea monitorului decodorului utilizat pentru determinarea ratei erorilor la recepție și pentru refacerea sincronismului de cuvânt, cât și complexitatea monitorului de determinare a ratei erorilor în regeneratoarele de linie.

### e) Numărul maxim de simboluri identice consecutive pe linie - $L_{0max}$ și $L_{1max}$

$L_{0max}$ și $L_{1max}$ trebuie să fie cât mai mici posibile pentru a îmbunătăți extragerea semnalului de tact în regeneratoarele de linie și la recepție.

**f) Raportul concetrării spectrale**

$$\beta = \frac{W(\omega_c/2)}{\frac{1}{\omega_c}\int_0^{\omega_c} W(\omega)\,d\omega} \qquad (39)$$

care trebuie să fie cât mai mare pentru a avea o senzitivitate cât mai redusă a semnalului digital la imperfecţiunile canalului de transmisie. $W(\omega)$ este densitatea spectral' de putere a semnalului codat.

**g) Raportul din puterea semnalului distribuită în domeniul de JF**

$$\Delta_1 = \frac{\text{puterea distribuită în domeniul } (0 - 0{,}03)\,\omega_c}{\text{puterea totală}} \qquad (40)$$

$$\Delta_2 = \frac{\text{puterea distribuită în domeniul } (0 - 0{,}1)\,\omega_c}{\text{puterea totală}} \qquad (41)$$

Cu cât aceşti parametrii sunt mai mici cu atât codul folosit satisface mai bine cerinţele impuse de limitarea inferioară a densităţii spectrale de putere şi de senzitivitatea minimă a erorilor de egalizare.

O evaluare pentru cele mai uzuale coduri MBNB a tuturor acestor parametrii definiţi aici, este prezentată în [5].

## CONCLUZII

În prezentul articol au fost descrise principalele metode de codare a semnalelor de linie din sistemele de transmisiuni digitale pe fibra optică.

Condiţiile pe care trebuie să le îndeplinească codurile utilizate în transmisiunile pe fibra optică au rezultat din analiza factorilor care determină metoda de codare, unii dintre aceştia fiind similari celor din sistemele clasice, alţii iau în considerare perticularităţile specifice sistemelor ce utilizează cablul optic.

Dintre diferitele categorii de metode de codare a secvenţelor de date, a rezultat că metodele care pot fi folosite în transmisiunile numerice pe fibra optică sunt cele care utilizează codurile binare redundante bloc de tipul OOK (on-off-keying), [6].

Fiind cele mai eficiente, clasa metodelor de codare cu "disparitate" constantă sau compensată, numite şi metode de codare MBNB au fost descrise pe larg.

Codorul a fost prezentat ca o maşină secvenţială de stări finite, maşină Mealy, cu restricţia că mulţimile de intrare şi de ieşire sunt alcătuite din cuvinte de lungime fixată. Acest model este convenabil deoarece permite determinarea performanţelor codurilor cu ajutorul sistemelor de calcul.

Parametrii caracteristici prezentaţi în articol sunt utili pentru a putea evalua performanţele codurilor de linie MBNB în vederea alegerii celui optim.

BIBLIOGRAFIE

[1] xxx - Binary lines codes for digital transmission on optical fibers, CCITT, Study Group XVIII - Contributions No. 291, March, 1979

[2] Kobayashi,H., - A survey of coding schemas for transmission or recording of digital data, IEEE Trans. Commun. Technol. (Special Issue on Signal Processing for Digital Communications), vol. COM-19, Dec., 1971

[3] Ceapă, I. - Metode de codare a semnalelor de linie în transmisiunile digitale pe FO, Referat de doctorantură, I.P.B., 1989

[4] Constantin, I., Ceapă, I., Coţanis, N. - Codor 5B6B utilizat în transmisiunile digitale pe fibră optică cu viteza de 8 Mb/s, Buletinul IPB, Tomul XLVIII, 1986

[5] Ceapă, I. - Interfeţe pentru reţele de telecomunicaţii analogice şi digitale, Teză de doctorat, Institutul Politehnic Bucureşti, 1990

[6] Ceapă., I. - Factorii care determină metoda de codare în transmisiunile digitale pe fibra optică, Revista Telecomunicaţii, Nr.3, 1995.

# Modul de comandă microprogramat interfațat cu calculator PC pentru invertoare PWM

***Constantin Rădoi, Valentin Drogoreanu, Vasile Lăzărescu** **

*Cuvinte cheie: invertor PWM, calculator PC*

*Abstract: Lucrarea prezintă un modul pentru comanda invertoarelor cu modulație în durată a impulsurilor (PWM - Pulse Width Modulation). Prin interfațarea cu calculator PC este oferită o flexibilitate deosebită modulului de comandă, acesta putând genera, sub controlul programului, practic toate tipurile de modulații, utilizate în invertoare.*

## 1. INTRODUCERE

**Invertoarele** sunt utilizate în prezent pe scară largă atât în sistemele de acționare a motoarelor inductive, cât și în cele de electroalimentare a echipamentelor de telecomunicații și de calcul.

Datorită îmbunătățirii parametrilor dispozitivelor de comutație, practic toate echipamentele profesionale care utilizează invertoare recurg la scheme cu modulație în durată a impulsurilor, celelalte tipuri fiind abandonate.

## 2. TIPURI DE MODULAȚIE

Schema invertorului trifazat care permite utilizarea modulației în durată a impulsurilor este prezentată în fig. 1.

În cazul modulației (PWM) sinusoidale impulsurile de comandă pentru tranzistoarele din fig. 1 sunt generate ca rezultat al intersecției dintre semnalul modulator sinusoidal și purtătoarea triunghiulară conform reprezentării din fig. 2 [1]

Pentru trazistorul $T_1$ se generează impuls de comandă în momentele în care semnalul modulator sinusoidal al fazei R este mai mare decât purtătoarea triunghiulară. Impulsul de comandă pentru tranzistorul $T_4$, de pe aceeași coloană, se obține prin negarea comenzii pentru $T_1$. În mod asemănător se obțin impulsurile de comandă pentru $T_3$, $T_6$ și $T_5$, $T_2$ folosind semnalele modulatoare ale fazelor S, respectiv T.

Față de punctul de referință (M) al sursei de alimentare $V_{cc}$, tensiunile $u_{RM}$, $u_{SM}$ și $u_{TM}$ din

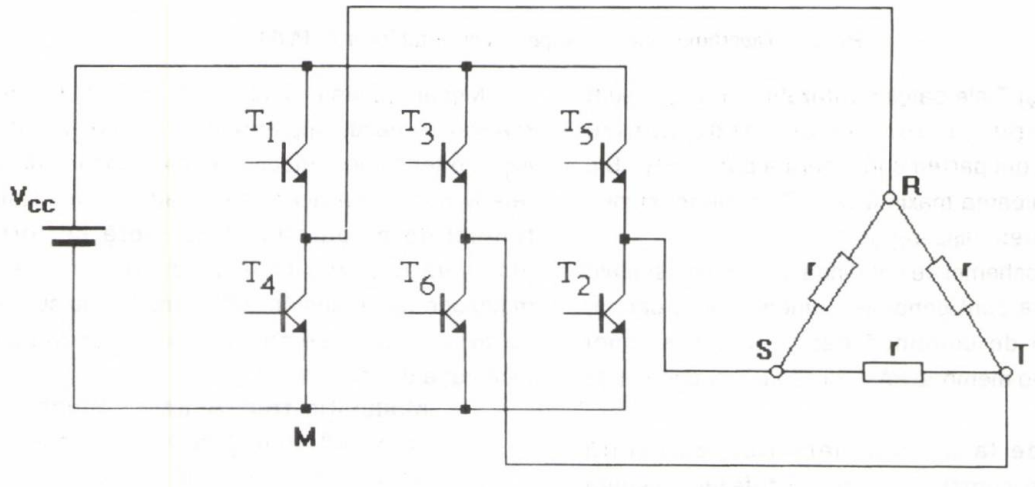



Fig. 1 - Schema circuitului invertor

* Universitatea Politehnică București

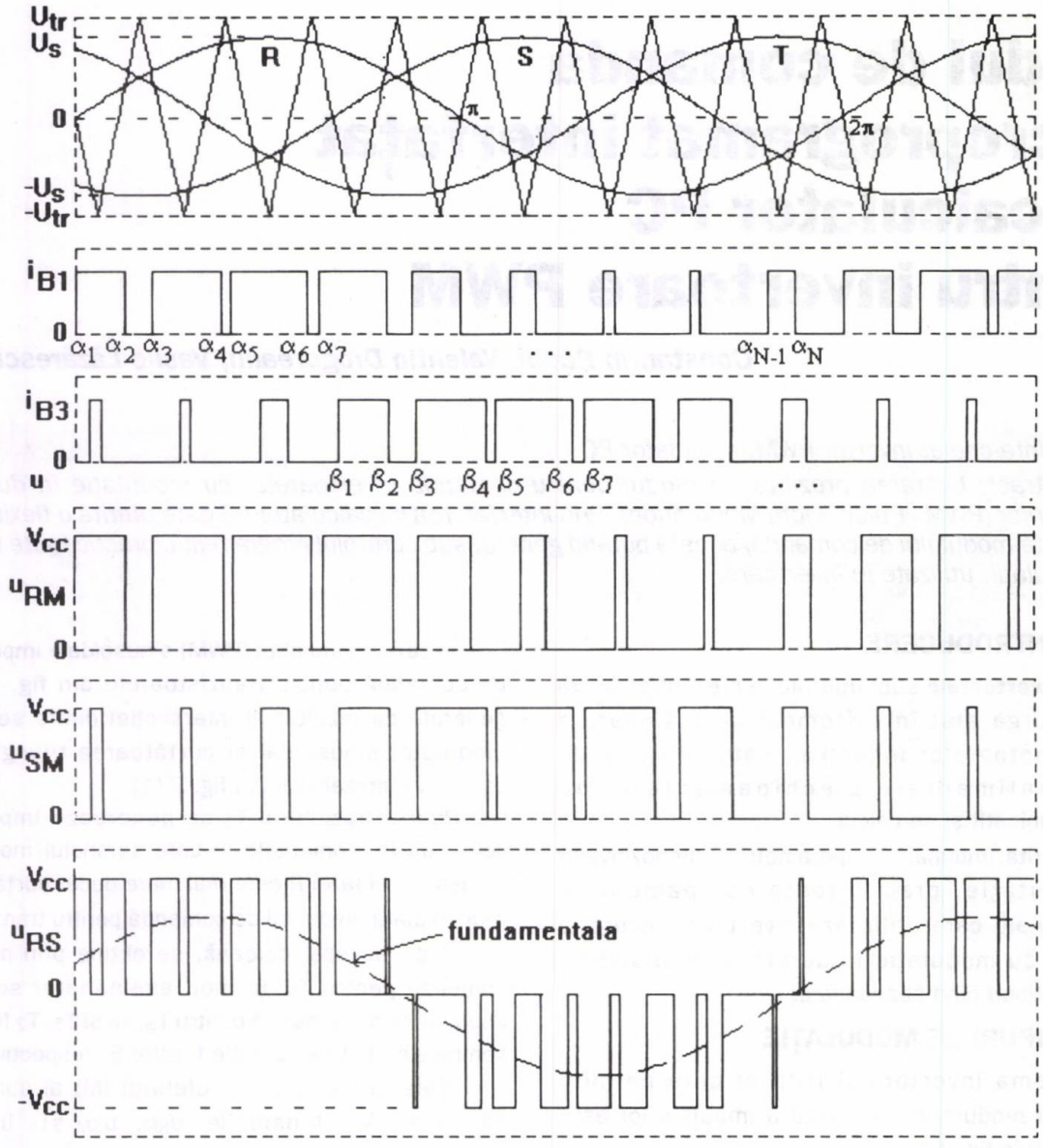



Fig. 2 - Diagrame func]ionale pentru circuitul invertor PWM

punctele R,S şi T ale sarcinii trifazate în triunghi sunt similare impulsurilor de comandă pentru tranzistoarele din partea superioară a punţii ($iB_1$, $iB_3$, $iB_5$), având valoarea maximă $V_{cc}$. Se obţin tensiunile de linie la ieşirea $u_{RS}$, $u_{ST}$ şi $u_{TR}$.

În cadrul schemei de comandă undele sinusoidale şi triunghiulară sunt generate numeric prin program, iar semnalul de comandă este calculat şi apoi transferat într-o memorie RAM (din cadrul circuitului de comandă).

Datele de la ieşirea memoriei reprezintă impulsurile de comandă ale punţii trifazate. Asupra acestor aspecte se va reveni ulterior.

Modulaţia sinusoidală, deşi este cel mai uşor de realizat în cazul implementării analogice, oferă la ieşire o tensiune periodică a cărei fundamentală este relativ mică. Din acest motiv au fost realizate alte tehnici de modulaţie, care oferă performanţe îmbunătăţite, cum ar fi: modulaţia trapezoidală, modulaţie cu semnal în *trepte*, modulaţia cu injectare de armonice în semnalul modulator sinusoidal, modulaţia delta.

- **Modulaţia trapezoidală**. Semnalele de comandă sunt generate prin compararea undei sinusoidale cu un semnal trapezoidal, obţinut dintr-un semnal triunghiular prin limitare [2]. Acest tip de

modulație oferă o creștere a fundamentalei tensiunii de ieșire, însă cu prețul apariției de armonice de joasă frecvență.

- **Modulația cu semnal în trepte**. Semnalul triunghiular se compară cu o undă periodică în formă de trepte de diferite nivele [3]. Nivelele treptelor nu aproximează o sinusoidă prin eșantionare, ci sunt calculate astfel încât să se obțină eliminarea unor armonice din spectrul semnalului de ieșire. Se obține creșterea fundamentalei tensiunii de la ieșirea invertorului.
- **Modulația cu injectare de armonice în semnalul modulator sinusoidal.** Semnalul modulator este obținut dintr-o undă sinusoidală la care se adaugă armonice [4]. Valoarea fundamentalei tensiunii de ieșire este sensibil mai mare decât în cazul modulației sinusoidale clasice.
- **Modulația delta**. Semnalele de comandă a invertorului se obțin prin intersectarea unei unde sinusoidale cu un semnal triunghiular care oscilează într-o fereastră de înălțime $\Delta V$ deasupra și sub semnalul sinusoidal [5]. Și în această situație se obține creșterea fundamentalei tensiunii de ieșire.

## 3. MODUL DE COMANDĂ MICROPROGRAMAT PENTRU INVERTOR PWM

### 3.1. Blocuri funcționale

Invertorul trifazat din fig. 1 este comandat prin intermediul modulului microprogramat, interfațat cu calculator PC prin portul paralel de imprimantă. Acesta permite generarea prin program a impulsurilor de comandă, cu modulație în durată, practic pentru toate tipurile de modulații prezentate.

Schema bloc a modulului de comandă microprogramat este prezentată în fig. 3.

Aceasta se compune din următoarele blocuri funcționale :

- 1) **Amplificatoare de magistrală pentru semnalele de date și control (AM)**

Este realizat cu ajutorul unui circuit 74LS245, pentru separarea magistralei de date și 74LS04 pentru separarea semnalelor de scriere și citire (WR și RD) în și respectiv din modulul de comandă.

- 2) **Blocul de citire serială a datelor (RS) :**

Este realizat cu circuitul 74LS165, care permite atât memorarea datelor de la modulul de comandă în registrul de serializare, precum și serializarea acestora în vederea citirii prin portul paralel de imprimantă al calculatorului.

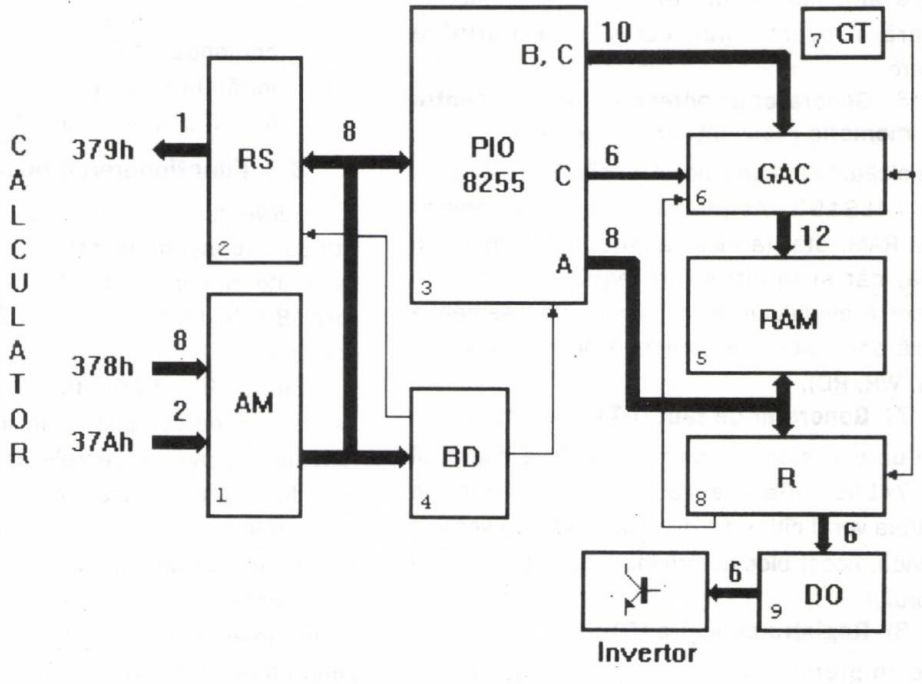



Fig. 3 - Schema bloc a modulului de comandă microprogramat pentru invertor PWM trifazat

- 3) **Interfață paralelă programabilă realizată cu circuitul intel 8255 (PIO 8255) :**

Gestionează încărcarea secvențelor de comandă în memoria RAM static a modulului de comandă :

» portul **A** al 8255 permite atât scrierea datelor în RAM, cât și citirea acestora (în cazul efectuării testului de memorie);

» portul **B** și doi biți ai portului **C** permit scrierea unei adrese dorite în numărătoarele blocului generator de adrese și comenzi (GAC). La această adresă se poate efectua o scriere în RAM, sau o citire din RAM (în cadrul operației de testare a memoriei);

» portul **C** (cei 6 biți rămași) permite generarea semnalelor de control pentru blocul generator de adrese și comenzi (GAC).

- 4) **Bloc logic de decodare porturi și comenzi (BD):**

Utilizând informațiile de selecție transmise pe magistrala de date, precum și semnalele RD și WR, generează semnalele WR, RD, CS, RESET pentru 8255, validează/invalidează blocul amplificatoarelor de magistrală (AM) și furnizează semnalele de comandă pentru registrul de serializare a datelor (RS).

- 5) **Memoria de microprogram (RAM) :**

Acest bloc este realizat cu ajutorul a două memorii RAM static de tipul Intel 2114. Memoria RAM stochează atât informația referitoare la comanda unghiulară a invertorului, cât și informația de secvențiere.

- 6) **Generator de adrese și comenzi pentru memorie (secvențiator), (GAC) :**

Este alcătuit dintr-un bloc de numărare, realizat cu circuite 74LS193. Asigură baleierea adreselor memoriei RAM, atât la încărcarea cu secvențele de comandă, cât și la citirea în regimul normal de funcționare a modulului de comandă. De asemenea generează semnalele de comandă pentru memoria RAM (CS, WR, RD).

- 7) **Generator de tact (GT):**

Este un oscilator realizat cu cristal de cuartz și circuitul 74LS93. Generează semnalul de ceas în ritmul căruia vor fi citite din memoria RAM secvențele de comandă. Acest bloc determină frecvența de lucru a invertorului.

- 8) **Registru de ieșire (R) :**

Este implementat cu ajutorul unui circuit 74LS374 și permite memorarea datelor de comandă (pentru invertor), acestea fiind citite din memoria RAM a modulului de comandă la fiecare perioadă a generatorului de tact.

- 9) **Drivere optoizolate (DO) :**

Acest bloc permite atât izolarea galvanică, cu ajutorul unor optocuploare, a semnalelor furnizate de modulul de comandă, cât și amplificarea acestora, cu amplificatoare de impulsuri, pentru atacul tranzistoarelor circuitului invertor.

### 3.2. Interfațarea cu calculatorul a modulului de comandă

Comunicația dintre calculator și modulul de comandă al invertorului utilizează portul paralel de imprimantă. În cazul calculatoarelor compatibile IBM-PC (6) sunt folosite adresele de porturi :

» 0378h (sau 0278h la unele calculatoare) - pentru transmiterea datelor și secvențelor de comandă către circuitul Intel 8255 din modulul de comandă. Acest port este legat la magistrala de date a modulului de comandă, fiind folosiți toți cei 8 biți;

» 037Ah (sau 027Ah la unele calculatoare) - pentru transmiterea semnalelor de scriere și citire (READ și WRITE) către Intel 8255 și blocul logic de decodare porturi și comenzi (BD). Din cei 8 biți sunt disponibili ca ieșiri hard 5 biți. Pentru modulul de comandă sunt folosiți 2 biți;

» 0379h (sau 0279h la unele calculatoare) - pentru citirea serială a datelor de la modulul de comandă. Din cei 8 biți sunt disponibili ca intrări hard ale portului paralel de imprimantă doar 5 biți, fiind utilizat unul singur.

### 3.3. Funcționarea modulului de comandă

Secvențele de comandă, generate prin program utilizând convențiile stabilite în capitolul 2, sunt încărcate în memoria RAM prin intermediul circuitului Intel 8255 din blocul PIO 8255 al modulului de comandă.

Blocul PIO 8255 furnizează memoriei RAM secvențele de comandă prin intermediul portului A. Adresele la care secvențele de comandă sunt scrise în RAM sunt transmise blocului GAC prin intermediul portului B și a doi biți ai portului C. În această situație numărătoarele din cadrul GAC funcționează în regim de încărcare paralelă (paralel load). De asemenea cei 6 biți rămași liberi ai portului C sunt utilizați de GAC pentru transmiterea comenzilor de scriere, citire și cip select (CS) către memorie.

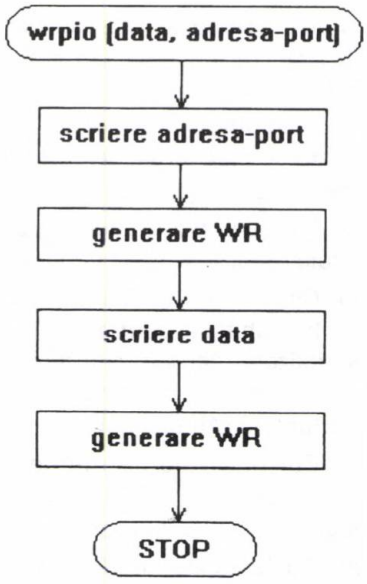



Fig. 4 - Scrierea unei date în unul din porturile 8255

După încărcarea memoriei RAM cu secvențele de comandă, se comandă atât intrarea numărătoarelor din blocul GAC în regim de numărare (count up), cât și deblocarea registrului de ieșire R. Astfel secvențele de comandă sunt citite din memoria RAM în ritmul ceasului generat de blocul GT și aplicate diverselor optoizolante (DO), care le transmit punții invertor.

Pentru comanda efectivă a celor șase tranzistoare sunt folsiți șase din cei opt biți ai secvenței de comandă. Un alt bit conține infrormația de serializare și este utilizat de către GAC pentru resetarea numărătoarelor după ultima secvență citită. În acest mod se reia citirea memoriei RAM de la adresa primei secvențe de comandă (adresa OOh).

## 4. MODUL SOFTWARE PENTRU COMANDA INVERTORULUI PWM

Pentru a se înțelege mai clar funcționarea modului de comandă, se prezintă în continuare modul în care se desfășoară funcțiile de scriere și citire în și respectiv din PIO 8255, precum scrierea și citirea datelor stocate la o adresă a memoriei RAM.

Reamintim că circuitul Intel 8255 conține 4 porturi de 8 biți fiecare. Trei dintre acestea A,B și C pot fi programate în diferite moduri, ca intrări, ieșiri, etc., al patrulea fiind portul de mod M.

Prin scrierea în portul de mod a unor octeți de comandă se realizează programarea dorită a circuitului.

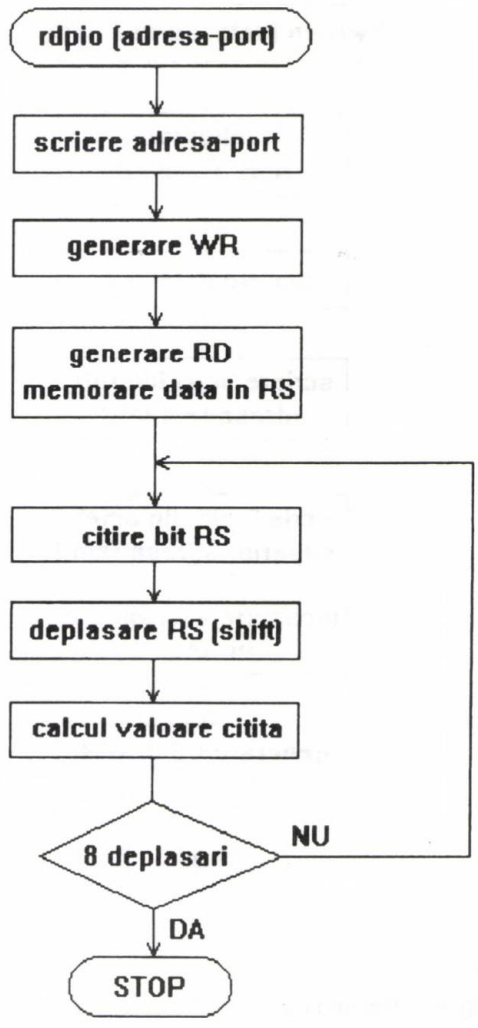



Fig. 5 - Citirea unei date din unul din porturile 8255

Organigrama care descrie modalitatea de scriere a unei date în unul din porturile circuitului Intel 8255 al blocului PIO 8255 este prezentată în fig. 4.

Procedura **wrpio** (data, adresa-port) scrie octetul data în unul din cele patru porturi ale 8255, selectat prin intermediul octetului adresă-port. Succesiunea de operații este următoarea:

- a) Scrierea la portul paralel de imprimantă al calculatorului (378h) a octetului adresa-port. Prin intermediul blocului AM, octetul ajunge pe magistrala de date a circuitului Intel 8255.
- b) Generarea semnalului de scriere în 8255 (WR=0), de către blocul BD, ca urmare a comenzii furnizate de calculator prin un bit al portului paralel de imprimantă (37Ah).
- c) Scrierea la portul 378h a octetului data. Aceasta ajunge pe magistrala de date a 8255.

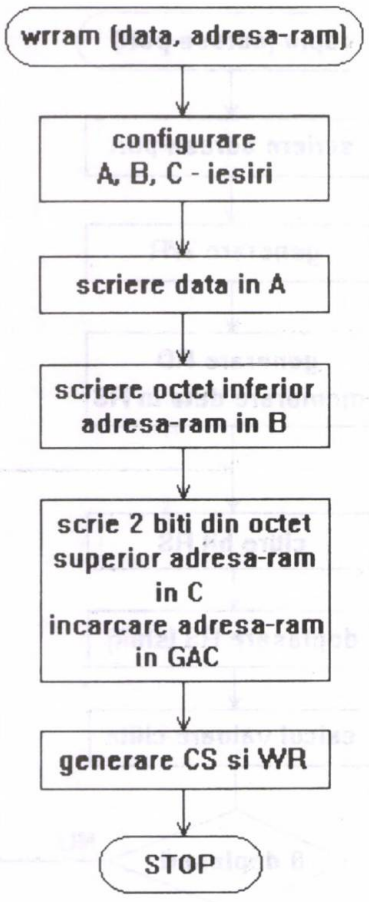



Fig. 6 - Scrierea unei date la o adresă a memoriei RAM

- d) Generarea semnalului WR=0, de către BD, ca urmare a comenzii furnizate de calculator prin 37Ah.

În continuare este prezentată procedura de citire serială a unei date din unul din porturile circuitului Intel 8255. Nu a putut fi implementată hard citirea paralelă, care ar fi mărit viteza de lucru, întrucât porturile 378h și 37Ah sunt unidirecționale (ieșiri ale calculatorului), iar portul 379h (intrare) are doar 5 biți disponibili hard. Organigrama corespunzătoare este prezentată în fig. 5.

Procedura **rdpio** (adresa-port) permite citirea serială a datelor din unul din porturile circuitului 8255 selectat prin octetul adresă-port. Se execută operațiile :

- a) Scrierea la portul 378h a octetului adresa-port. Prin intermediul blocului AM, octetul ajunge pe magistrala de date 8255.
- b) Generarea semnalului de scriere în 8255 (WR= 0), de date către blocul BD, ca urmare a comenzii furnizate de calculator prin un bit al portului 376Ah.
- c) Generarea semnalului de citire 8255 (RD=0), de către blocul BD, ca urmare a comenzii prin un bit al portului 376Ah. În acest moment octetul de la adresa-port apare pe magistrala de date a 8255 și este memorat în registrul de serializare al RS.
- d) Citirea prin intermediul portului 379h a bitului aflat la ieșirea de serializare RS.
- e) Generarea semnalului de deplasare cu un bit (shift) a conținutului registrului de serializare. Acesta este furnizat de BD, ca urmare a comenzii date de calculator prin porturile 37Ah și 378h.
- f) Calculul valorii intermediare citite și incrementarea numărului de deplasări ale registrului de serializare.
- g) Se testează numărul de deplasări ale registrului de serializare. Dacă este mai mic decât 8, se sare la punctul d), iar dacă este 8 se iese din procedură.

În continuare este prezentată procedura **wrram** (data, adresa-ram) care permite scrierea octetului data în memoria RAM la adresa adresa-ram. Organigrama corespunzătoare este prezentată în fig. 6.

Secvența de operații efectuate la scrierea în RAM este:

- a) Programarea circuitului Intel 8255 astfel încât porturile A,B și C să fie ieșiri prin scrierea unui cuvânt de comandă corespunzător în portul de mod al acestuia. Se utilizează procedura wrpio.
- b) Scrierea octetului data în portul A al Intel 8255 cu ajutorul procedurii wrpio.
- c) Scrierea octetului inferior al cuvântului adresa-ram în portul B al 8255 utilizând procedura wrpio.
- d) Scrierea celorlalți doi biți superiori ai adresei în doi biți ai portului C (în total sunt 1024 adrese, deci se utilizează 10 biți de adresă). Simultan portul C furnizează semnalul de încărcare paralelă pentru numărătoarele din blocul GAC. Astfel prin GAC adresa-ram ajunge la memorie. Pentru operația de scriere în Intel 8255 se folosește procedura wrpio.
- e) Se generează, prin intermediul GAC și a portului C din 8255, semnalele de scriere în RAM (CS și WR).

O ultimă procedură prezentată este rdram (adresa-ram), care permite citirea datei din memorie aflate la adresa-ram. Organigrama corespunzătoare este prezentată în fig. 7.

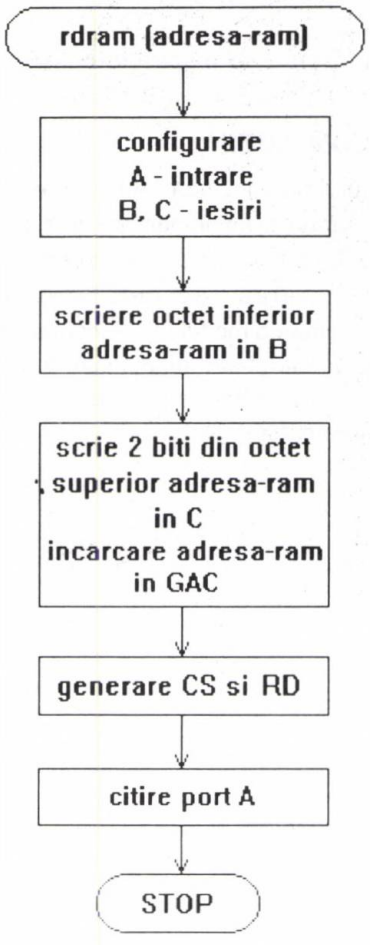



Fig. 7 - Citirea unei date de la o adresă a memoriei RAM

Se efectuează:

- a) Programarea circuitului Intel8255 astfel încât B şi C sa fie ieşiri iar portul A intrare. Acest lucru se realizează prin scrierea cu ajutorul proceduri wrpio a unui cuvânt de comandă corespunzător în portul de mod al 8255.
- b) Scrierea octetului inferior al cuvântului adresa-ram în portul B al 8255 utilizând procedura wrpio.
- c) Scrierea celorlalţi doi biţi superiori ai adresei şi a semnalului de încărcare paralelă (paralel toad) pentru numărătoarele din blocul GAC. Aceasta se realizează prin scrierea cu ajutorul procedurii wrpio a unui octet corespunzător în portul C al 8522. Astfel adresa-ram ajunge prin GAC la memorie.
- d) Generarea prin intermediul GAC şi a portului C din 8255, a semnalelor de citire din RAM (CS şi RD). Astfel data citită apare la ieşirea RAM, deci la intrarea portului A al Intel 8255.
- e) Se citeşte cu ajutorul procedurii rdpio portul A al circuitului Intel 8255.

Cele patru proceduri permit :

- a) Efectuarea testării blocului PIO 8255 prin scrierea cu wrpio (data, adresa-port) a unui octet în unul din porturile A,B,C ale circuitului Intel 8255, citirea portului scris cu procedura rdpio (adresa-port) şi compararea valorii scrise cu cea citită.
- b) Efectuarea testării memoriei RAM prin scrierea cu procedura wrram(data, adresa-ram) a octetului data la o adresă-ram a memoriei, citirea acestei adrese cu rdram(adresa) şi compararea valorii scrise cu cea citită.
- c) Programarea circuitului Intel 8255 prin scrierea în portul de mod M cu wrpio(data,adresa-port)a unui octet de comandă corespunzător.
- d) Scrierea în memoria RAM cu wrram(data,adresa-ram) a secvenţelor de comandă.
- e) Pornirea/oprirea invertorului prin validarea/invalidarea ieşirii registrului R cu ajutorul unei comenzi furnizate prin GAC, ca urmare a scrierii cu wrpio (data, adresa - port) a unui octet corespunzător în portul C al Intel 8255.

Pentru determinarea secvenţelor de comandă care se scriu în RAM, se determină unghiurile $\alpha_1, \alpha_2, \ldots \alpha_N$ corespunzătoare intersecţiei semnalului modulator al fazei R (în fig. 1 sinusoidal) cu cel modulat (triunghiular). Din simetria sistemului trifazat se deduc unghiurile corespunzătoare fazelor S şi T, $\beta_i = 2\pi/3 + \alpha_i$ şi respectiv $\gamma_i = 4\pi/3 + \alpha_i$ cu $i = 1...N$.

Fiecare octet al memoriei RAM conţine 6 biţi corespunzători celor 6 comenzi pentru tranzistoarele punţii invertorului din fig. 1. Practic cei şase biţi reprezintă eşantioanele impulsurilor de comandă $i_{B_1}, i_{B_2}, \ldots i_{B_6}$ obţinute prin discretizarea perioadei semnalului modulator într-un număr de P intervale egale. Astfel secvenţele de comandă se scriu în RAM între adresele 0 şi P - 1; la o adresă curentă j bitul $b_0$ are valoarea 0 dacă $i_{B_1}(2\pi . j/P) = 0$ şi 1 dacă $i_{B_1}(2\pi . j/P) = 1$. Similar se obţin valorile biţilor $b_2,...b_5$.

Din cei doi biţi rămaşi disponibili, bitul $b_7$ este utilizat pentru resetarea numărătoarelor din GAC la

terminarea secvenței de comandă corespunzătoare unei perioade a semnalului modulator, având valoarea 1 între adresele 0 și P-1 și zero în rest. Prin utilizarea acestui bit, GAC generează numai adrese de la 0 la P-1. Astfel secvențele de comandă se repetă periodic, cu perioada semnalului modulator.

Produsul software PWM.EXE, realizat în limbajul TURBO PASCAL 6 al firmei BORLAND [7], permite studiul și comanda invertoarelor cu modulație în durată a impulsurilor (PWM). Programul a fost gândit astfel încât să aibă o interfață atractivă pentru utilizator, sursa de inspirație constituind-o mediul WINDOWS al firmei MICROSOFT.

## 5) CONCLUZII

Modulul de comandă prezentat este deosebit de flexibil, putând fi implementate prin program practic toate tipurile de modulații în durată a impulsurilor. Pe lângă generarea secvențelor de comandă și microprogramarea modulului de comandă, calculatorul PC poate prelua și alte funcții cum ar fi determinarea spectrului tensiunii de la ieșirea invertorului, calculul puterilor din sarcină etc.

## BIBLIOGRAFIE

[1] N. Mohan, T.M. Undeland and W.P. Robbins - "Power Electronics : Converters, Applications and Design" John Wiley & Sons. Inc. 1989

[2] K. Taniguchi and H. Irie - "Trapezoidal modulating signal for three-phase PWM inverter.", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE3, No.2, 1986, pp. 193-200

[3] K. Thorborg and A. Nystorm - "Staircase PWM : an uncomplicated and efficient modulation technique for ac motor drives". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PE3, No. 4, 1988, pp. 391-398

[4] M.A. Boost and P.D. Ziogas - "State-of-the art carrier PWM technique : a critical evaluation". IEEE transactions on Industry Application, Vol. IA24, No. 2, 1988, pp. 271-279

[5] P.D. Ziogas, "The delta modulation techniques in static PWM inverters". IEEE Transactions on Industry Applications, March/April 1981, pp. 199-204

[6] IBM Personal Computer - Technical Reference Manual, IBM Corp. 1992

[7] Turbo Pascal 6.0. - The Complete Reference, Mc.Graw-Hill, Inc., 1990

# Programe de simulare pentru evaluarea performanţelor algoritmilor adaptivi LSL şi RLS

*Ş.I. dr. ing. Sorin M. Zoican* *

*Cuvinte cheie: metoda celor mai mici pătrate, algoritmul lattice al celor mai mici pătrate (Least Squares Lattice - LSL), algoritmul recursiv al celor mai mici pătrate (Recursive Least Squares - RLS), acumularea şi propagarea erorilor de cuantizare, filtru FIR, predictor lattice multitreaptă, implementare în virgulă fixă, implementare în virgulă mobilă.*

*Lucrarea prezintă modul de implementare a algoritmilor de adaptare* **LSL** *şi* **RLS** *cu ajutorul procesoarelor de semnal* **ADSP** *2101 (virgulă fixă) şi* **ADSP** *21020 (virgulă mobilă).*

*Se descrie iniţial un sistem de simulare utilizat pentru evaluarea performanţelor acestor algoritmi de adaptare; sistemul poate fi utilizat pentru orice structură şi algoritm de filtru adaptiv.*

*Sunt ilustrate organigrama programului de simulare şi secvenţele de prelucrare pentru algoritmii de adaptare* **RLS** *şi* **LATLMS** *(algoritm de tip* **LSL** *ce utilizează o structură de filtru lattice şi una de filtru* **FIR** *algoritmul de adaptare fiind din clasa algoritmilor* **LMS***) implementaţi în limbaj de asamblare* **ADSP 2101** *şi* **ADSP 21020.** *Se evaluează performanţele de timp de execuţie şi cerinţe de memorie pentru fiecare program în parte.*

*Rezultatele obţinute pun în evidenţă fenomenul de acumulare şi propagare a erorilor de reprezentare numerică ce apare în cazul algoritmilor cu mai multe trepte de prelucrare digitală.*

## 1. PREZENTAREA ALGORITMILOR DE ADAPTARE

### 1.1. Definirea problemei de filtrare cu metoda celor mai mici pătrate /1/

Se consideră două seturi de variabile {d(i)} şi {u(i)}. Variabila d(i) este observată la momentul i şi reprezintă un răspuns la subsetul de variabile u(i), u(i-l), ..., u(i-M+1) aplicat la intrare. Se face ipoteza că dependenţa lui d(i) în raport cu u(i), u(i-l),...,u(i-M+1) este liniară deci:

$$d(i) = \sum_{k=1}^{M} w_{0k}^{*} u(i-k+1) + e_0(i) \qquad (1)$$

unde $w_{0k}$ reprezintă parametrii necunoscuţi ai modelului, iar $e_0(i)$ reprezintă eroarea de măsură.

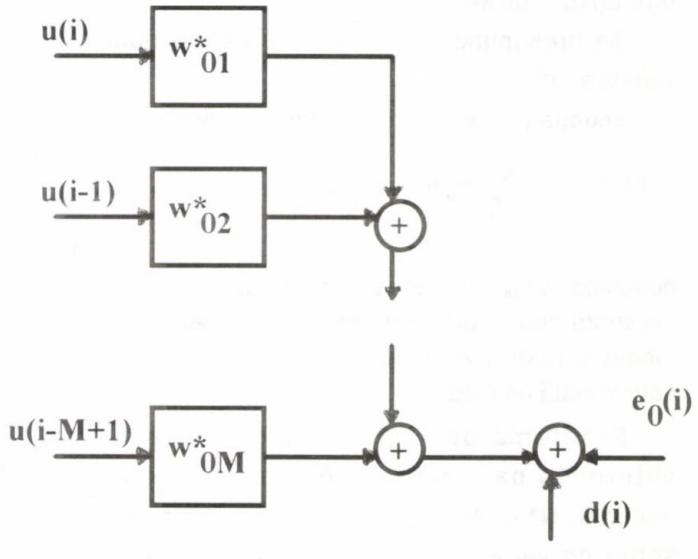



Fig. 1 - Modelul de regresie liniară multiplă

* Universitatea Politehnică Bucureşti

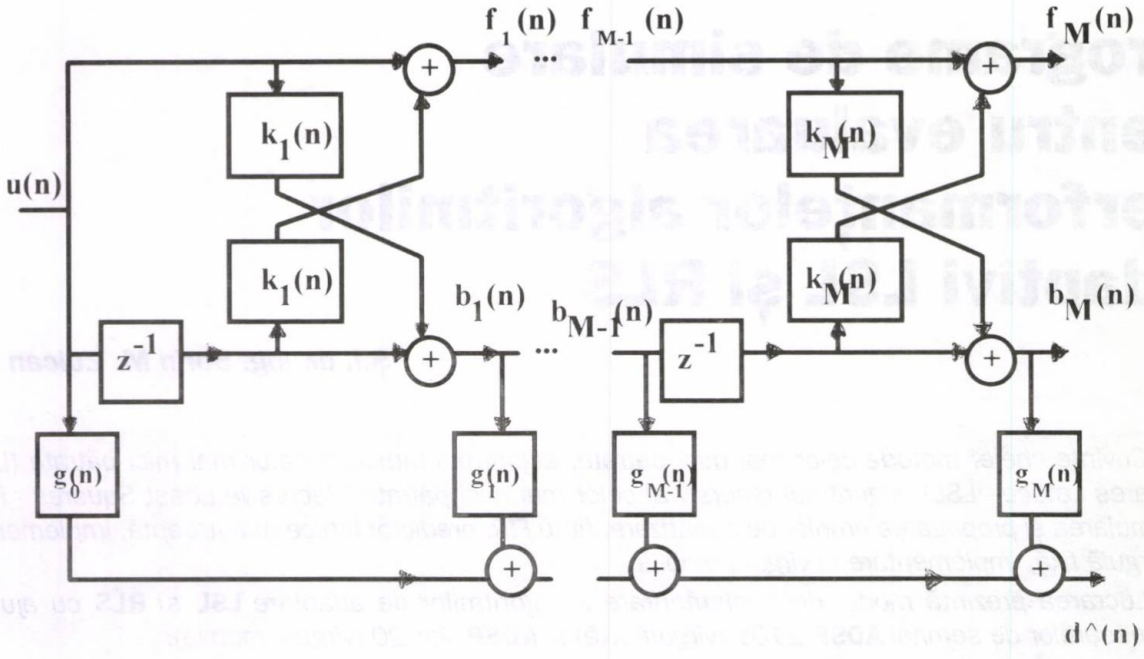



Fig. 2 - Structura de filtru adaptiv pentru algoritmul **LSL (LATLMS)**

Modelul descris de ecuația (1) se numește **modelul de regresie liniară multiplă (multiple liniar regression model)** și este reprezentat prin graful din figura 1.

Eroarea $e_0(i)$ este o variabilă aleatoare neobservabilă care este introdusă în model pentru a evidenția imprecizia de determinare a secvenței d(i) folosind **M** eșantioane anterioare ale intrării u(i), u(i-l),...,u(i-M+1).

Se presupune că $e_0(i)$ are media nulă și varianță $\sigma^2$.

Ecuația (1) se rescrie în forma echivalentă:

$$E[d(i)] = \sum_{k=1}^{M} w^*_{0k}\, u(i-k+1) \qquad (1')$$

deoarece $w^*_{ok}$ sunt constante iar { u(i-k+1) } este o secvență cunoscută (determinată). Cu alte cuvinte media statistică a răspunsului d(i) este, în teorie, determinată de model.

Problema de filtrare este aceea de a determina parametrii modelului de regresie multiplă, $w^*_{ok}$, k = 1,2 ..., **M**, dacă se dau două seturi de variabile observabile **{u(i)} și {d(i)}, i=1,2,...,N**. Modelul de filtru este cel de filtru transversal unde **u(i), u(i-1),...,u(i-M+1)** reprezintă intrarea și intrarea întârziată, iar $w_1, w_2, \ldots, w_M$ reprezintă coeficienții filtrului ; **d(i)** este răspunsul dorit.

Eroarea reziduală (eroarea de estimare) este:

$$e(i) = d(i) - \sum_{k=1}^{M} w^*_{0k}\, u(i-k+1) \qquad (2)$$

Prin aplicarea unui criteriu de optimizare se determină coeficienții optimi ai filtrului { $w^*_{ok}$ }. Pentru metoda celor mai mici pătrate criteriul de optimizare este dat de:

$$E(w_1, w_2, \ldots, w_M) = \sum_{i=i1}^{i2} \left| e(i) \right|^2 \qquad (3)$$

Se minimizează suma pătratelor erorii reziduale calculată între 2 indici $i_1$ și $1_2$.

Acest articol descrie implementarea algoritmilor de adaptare din clasa celor mai mici pătrate : **LSL** (Least Squares Lattice) cu varianta **LATLMS (LMS lattice)** și **RLS** (Recursive Least Squares).

Pentru algoritmul **RLS** structura de filtru este cea clasică - **filtru FIR**.

Pentru algoritmul **LATLMS** structura de filtru este prezentată în figura 2.

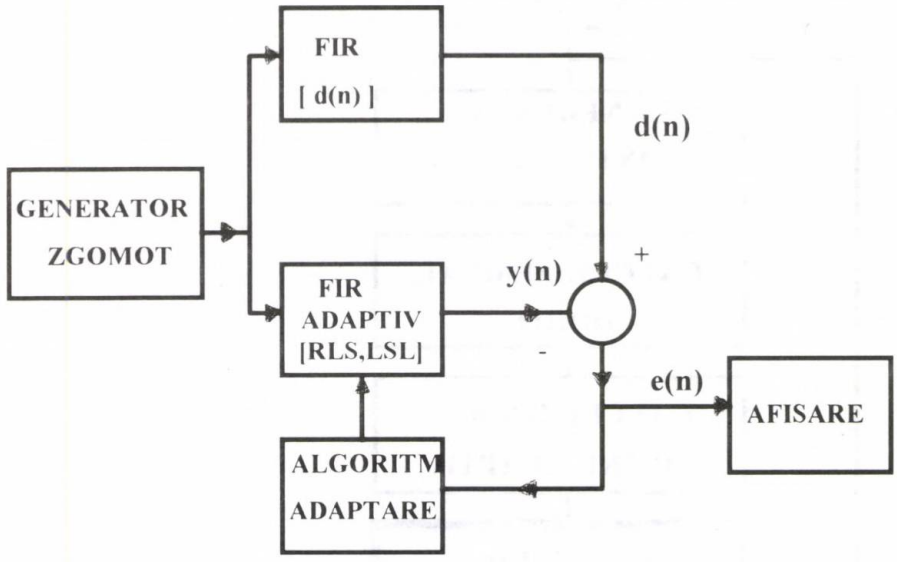



Fig. 3 - Sistemul de evaluare prin simulare a performanţelor unui filtru adaptiv

### 1.2. Etape de calcul pentru algoritmii de adaptare LATLMS şi RLS

Succesiunea prelucărilor pentru algoritmul **LATLMS** este următoarea:

1) $f_o(n) = b_o(n) = u(n)$

2) $f_m(n) = f_{m-1}(n) - k_m(n).b_{m-1}(n-1)$, $0 < m < = M$

3) $b_m(n) = b_{m-1}(n-1) - k_m(n).f_{m-1}(n)$, $0 < m < = M$

4) $k_m(n+1)=k_m(n) + \mu . [f_m(n)b_{m-1}(n-1) + b_m(n) . f_{m-1}(n)]$, $0 < m < = M$

5) $e_o(n) = d(n) - b_o(n) . g_o(n)$

6) $e_m(n)=e_{m-1}(n) - b_m(n). g_m(n)$, $0 < m < = M$

7) $g_m(n+1) = g_m(n) + \mu . e_m(n) . b_m(n)$, $0 <= m <= M$

8) $y(n) = \sum_{m=0}^{M} [ g_m ( n ) \cdot b_m ( n ) ]$

Notaţiile utilizate sunt:

$f_i$ (n) - eroarea "forward" de ordin 1 la pasul n ;

$g_i$ (n) - eroarea "backward" de ordin i la pasul n ;

$k_i$ (n) - coeficienţii de reflexie la pasul n ;

$g_i$ (n) - coeficienţii filtrului **FIR** la pasul n ;

e(n) - eroarea la ieşirea filtrului **FIR,** la pasul n ;

y(n) - ieşirea filtrului **FIR**, la pasul n.

Succesiunea prelucrărilor pentru algoritmul **RLS** este următoarea:

1) $\mathbf{x} = \mathbf{Z}(n-1) . \mathbf{u}(n)$

2) $\mathbf{k}(n) = \mathbf{x} / [ 1+\mathbf{u}^T(n) . \mathbf{x} ]$

3) $\mathbf{Z}(n) = \mathbf{Z}(n-1) - \mathbf{k}(n) . \mathbf{x}^T$

4) $e(n) = d(n) - \mathbf{w}^T(n-1) . \mathbf{u}$

5) $\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{k}(n) . e(n)$

Notaţiile utilizate sunt următoarele :

$\mathbf{u}(n) = [\mathbf{u}(n)\ \mathbf{u}(n-1) \ldots \mathbf{u}(n-N+1]$ vectorul de intrare (de dimensiune N x 1)

$\mathbf{Z}(n)$ - inversa matricei de autocorelaţie a intrării (de dimensiune N x N )

$\mathbf{w}(n)$ - vectorul coeficienţilor filtrului **FIR** (de dimensiune N x 1)

$\mathbf{k}(n)$ - vectorul câştigului de adaptare (de dimensiune N x 1)

e(n) - eroarea la pasul n

d(n) - semnalul dorit

$\mathbf{x}$ - vector auxiliar

## 2. SISTEMUL DE SIMULARE PENTRU EVALUAREA PERFORMANŢELOR

Structura sistemului de simulare este prezentată în figura 3.

Sistemul de simulare a performanţelor algoritmilor adaptivi conţine următoarele module:

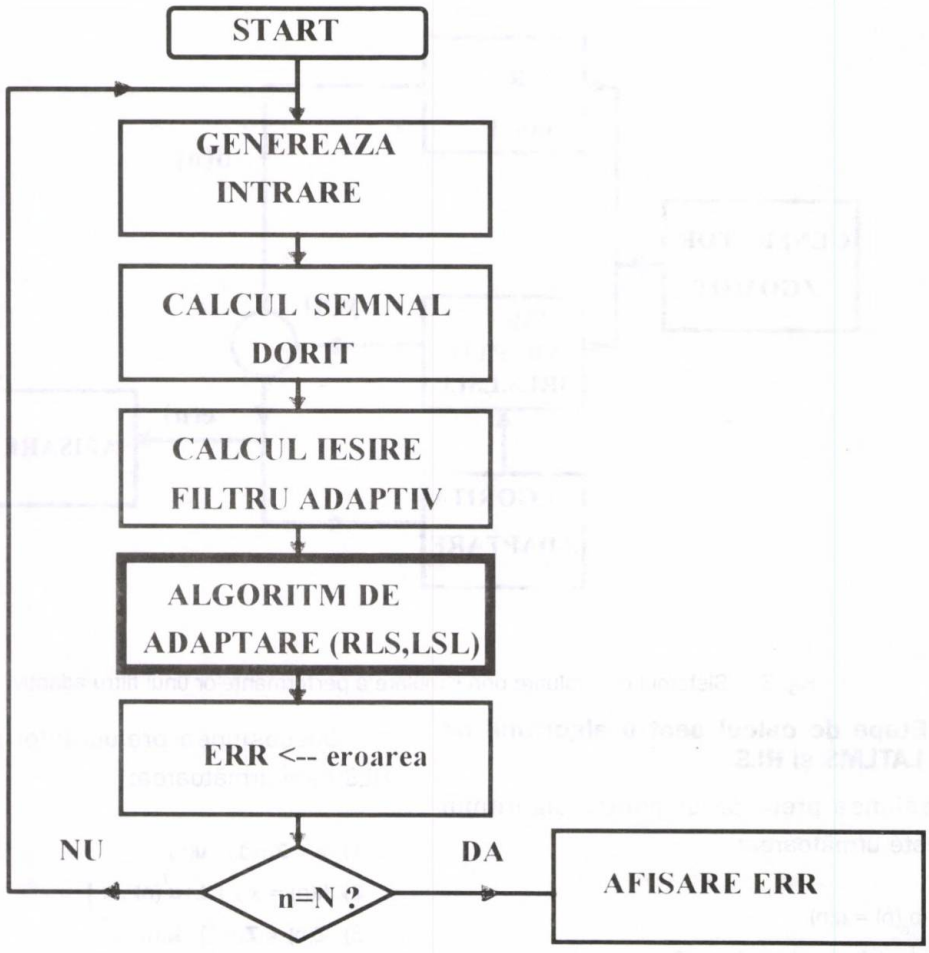



Fig. 4 - Organigrama programului de evaluare a performanţelor prin simulare

- generator de zgomot (rutină în limbaj de asamblare ADSP 2101 care generează o secvenţă de numere aleatoare cu distribuţie uniformă pe intervalul [-1,1) );
- un filtru **FIR** - generator - utilizat pentru generarea semnalului dorit, d(n). Acest filtru are 4 coeficienţi stocaţi într-un buffer circular **hh**. Filtrul este implementat cu o rutină de filtrare scrisă în limbaj de asamblare ADSP 2101 / ADSP 21020;
- un filtru **FIR** (sau prelucrările impuse de algoritmii **LATLMS** sau **RLS** care include filtre **FIR** echivalente); coeficienţii acestui filtru sunt stocaţi într-un buffer circular cc. În implementarea acestui filtru se utilizează aceeaşi rutină ca la modulul anterior, dar cu alţi parametrii;
- algoritmul de adaptare - care constituie partea principală a sistemului de evaluare prin simulare a performanţelor algoritmilor adaptivi; este constituit din rutine în limbaj de asamblare ADSP 2101/ADSP 21020 care implementează algoritmii de mai sus;
- modul de afişare a erorii reziduale.

Pentru alforitmul **LATLMS** numărul de iteraţii este **N** = 1000, iar pentru algoritmul **RLS** numărul de iteraţii este **N** = 100.

## 3. PROGRAMUL DE SIMULARE. ORGANIGRAMA GENERALĂ

Organigrama generală prelucrărilor efectuate de programul de simulare este ilustrată în figura 4.

Rutina principală a programului implementează algoritmul de adaptare **LATLMS** sau **RLS**.

Pentru algoritmul **LATLMS** ordinul latticei este egal cu 3 iar pasul de adaptare este ales 0,02; aceşti parametrii pot fi uşor modificaţi în structura programului sursă.

Principalele rutine în cazul algoritmului **LATLMS** efectuează următoarele prelucrări :

- actualizează structura filtrului lattice (eroarea "forward" şi coeficienţii de reflexie);
- calculează eroarea pentru fiecare treaptă a latticei;
- calculează ieşirea filtrului **FIR**;
- actualizează coeficienţii filtrului **FIR**.

Trebuie memorate în buffere circulare : eroarea "backward" la fiecare treaptă a latticei, coeficienţii de reflexie şi coeficienţii filtrului **FIR**. Eroarea "forward" nu trebuie memorată decât pentru treapta curentă a structurii lattice.

Semnalul dorit este citit de la un port de intrare simulat printr-un fişier de date, iar eroarea la ieşirea filtrului este scrisă într-un port de ieşire simulat de asemenea printr-un fişier de date. În acest mod se economiseşte memorie iar programul poate fi imediat transpus în timp real.

În cazul algoritmului **RLS** principalele prelucrări sunt :

- calculul vectorului auxiliar **x** ;
- calculul vectorului câştigului de adaptare ;
- actualizarea matricii **Z** ;
- calculul erorii la ieşirea filtrului ;
- actualizarea coeficienţilor filtrului.

Aceste prelucrări utilizează o rutină de filtrare **FIR** care implementează de fapt calculul produsului scalar. Din punct de vedere al implementării se pot face următoarele remarci:

- **programele utilizează facilitatea de implementare hardware a buclelor astfel :**

```
{ ADSP 2101 }
    cntr = p ;      { număr de iteraţii = p }
do latt_loop until ce;
    { prelucrare }
latt_loop: pm(i4, m5) = ar; { ultima instrucţiune din buclă }
{ ADSP 21020 }
    I cntr=STAGES, do update_coefs until lce;
    { prelucrare }
    { număr de iteraţii = STAGES }
update_coefs: f3 = fo*f6, pm(i8,2) = f8;
{ ultima instrucţiune din buclă }
```

- **instrucţiuni multifuncţie ca de exemplu :**

```
{ ADSP 2101 }
mr=mx0*mf (rnd), mx1 = dm (i1, m2), my0 = pm (i4, m4);
{ înmulţire, 2 transferuri de date în acelaşi ciclu }
mr=mr - mx1*my0 (rnd) , dm(i1, m3) = sr1 ;
{ înmulţire cu acumulare, operaţie de transfer }
{ ADSP 21020 }
f3 = f0*f7,  f2 = f10 - f13,  f8 = f4;
f13 = f0*f4,  f1 = f10+f13,  f10 = f6;
f12 = f12 + f13,  f5 = pm (i8, -1) ;
(operaţii de calcul şi de transfer în acelaşi ciclu)
```

- **teste pentru detecţia depăşirilor aritmetice, saturări, operaţii de scalare:**

```
{ ADSP 2101 }
if mv sat mr ; { test depăşire aritmetică, saturare }
{ scalare cu 1/2 pe 32 biţi }
sr = ashift  mr1  by  -1  (hi) ;
sr = sr  or  lshift  mr0  by  -1  (lo) ;
```

- **pentru algoritmul RLS implementat cu procesorul de semnal de virgulă fixă ADSP 2101 este necesară scalarea operanzilor pentru operaţia de împărţire astfel ca aceştia să reprezinte numere fracţionare (în caz contrar algoritmul de împărţire al procesorului ADSP 2101 lucrează cu erori).**
  **Acest lucru se realizează astfel:**

```
{ ADSP 2101}
    sr=lshift mr0  by  -1 ( lo ) ;
sr=sr or ashift mr1 by -1 (hi); { scalare cu 0.5 }
ar=sr1;      { ar=0 . 5 . FIR (u,x) }
ay0=a; { ay0=0 . 5 }
ar=ar+ay0; { ar = 0 . 5 (1+FIR(x,u) }
call divide; { ay0/ax0; cit in ay0; ay0 = ki }
{ ki = 0.5 . xi/ [0.5 + 0.5 . FIR (x, u) ] }
```

| ALGORITM DE ADAPTARE | PROCESOR | |
|---|---|---|
| | ADSP 2101 | ADSP 21020 |
| Algoritmul RLS | $24+19p+8p^2$ | $20+9p+3p^2$ |
| Algoritmul LSL ( LATLMS) | 35+29p | 7+11p |

ADSP 2101 - timp ciclu 60 - 100 ns

ADSP 21020 - timp ciclu 30 - 50 ns

p = 5 ( algoritmul RLS ) ; timp de prelucrare = 31,9 μsec (ADSP2101) / 11,2 μsec (ADSP 21020)
p = 3 ( algoritmul LATLMS) ; timp de prelucrare = 11,2 μsec (ADSP2101) / 3,2 μsec (ADSP 21020)

Tabelul 1. Durata de execuţie a algoritmilor adaptivi (număr de cicli pe iteraţie)

- **procesorul ADSP 21020 implementează operaţia de împărţire fără restricţii.**

Timpii de execuţie pentru cei doi algoritmi sunt prezentaţi în tabelul 1.

Memoria necesară pentru implementarea algoritmilor - de ordinul sutelor de cuvinte - este sub capacitatea de memorie internă a procesorului ADSP2101 (1k x 16 memorie de date şi 2k x 24 memorie de program ).

Rezultatele obţinute sunt ilustrate în figurile 5,6,7 şi 8.

## 4. CONCLUZII FINALE

Interpretarea rezultatelor obţinute conduce la următoarele concluzii :

- rezultatele experimentale validează expresiile obţinute în litratură ( [1] ) (numărul de biţi necesari pentru cuantizare şi registre);
- se confirmă ideea că pentru algoritmi cu mai multe trepte de prelucrare (LATLMS, RLS) structura de procesor de virgulă fixă nu este potrivită. Se observă, pentru aceşti algoritmi, apariţia unui fenomen de creştere a erorii reziduale minime în raport cu varianta de implementare în virgulă mobilă, datorat acumulării şi propagării erorilor numerice;
- în cazul implementării în virgulă mobilă rezultatele experimentale sunt mai aproape de cele teoretice chiar pentru

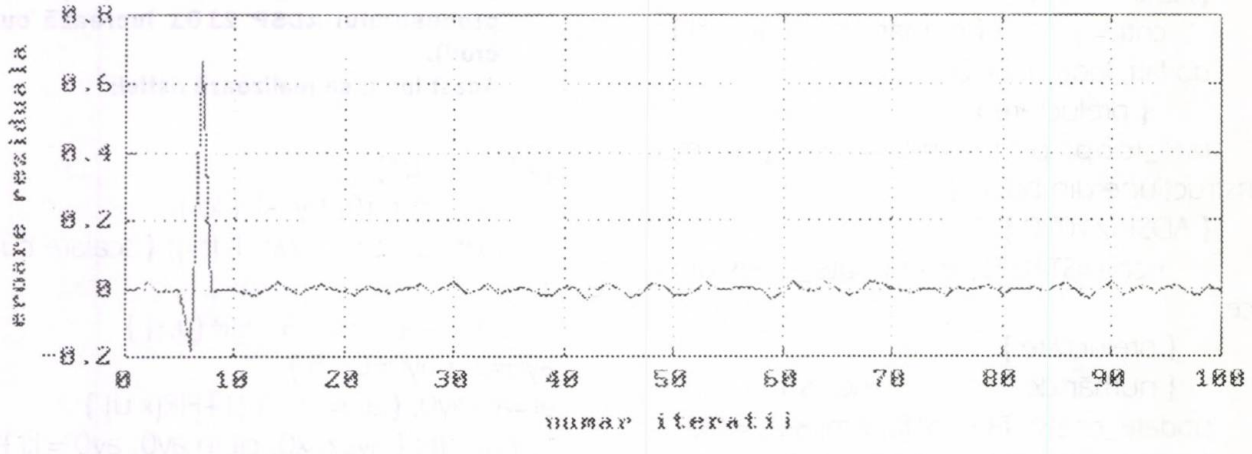



Fig. 5 - Eroarea reziduală pentru algoritmul **RLS** (virgulă fixă)

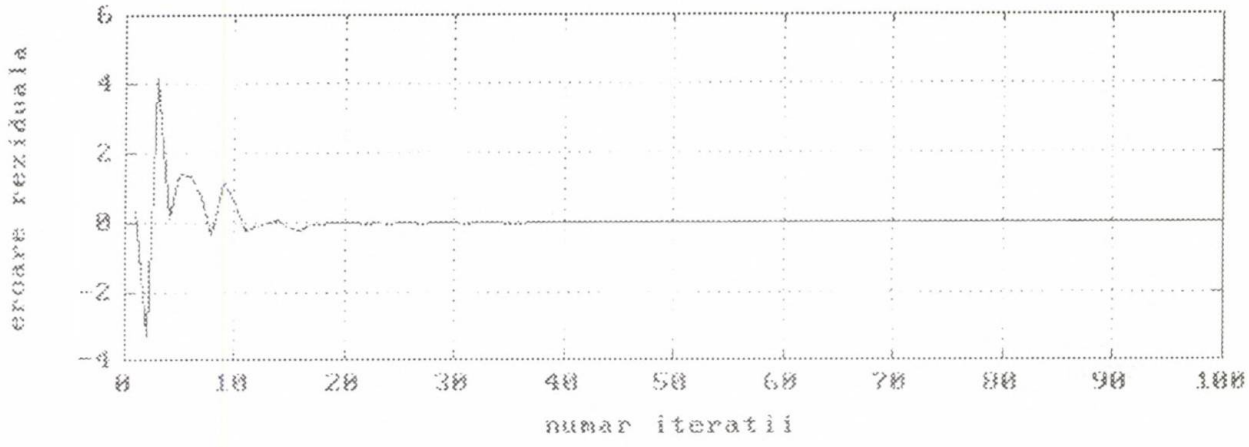



Fig. 6 - Eroarea reziduală pentru algoritmul **RLS** (virgulă mobilă)

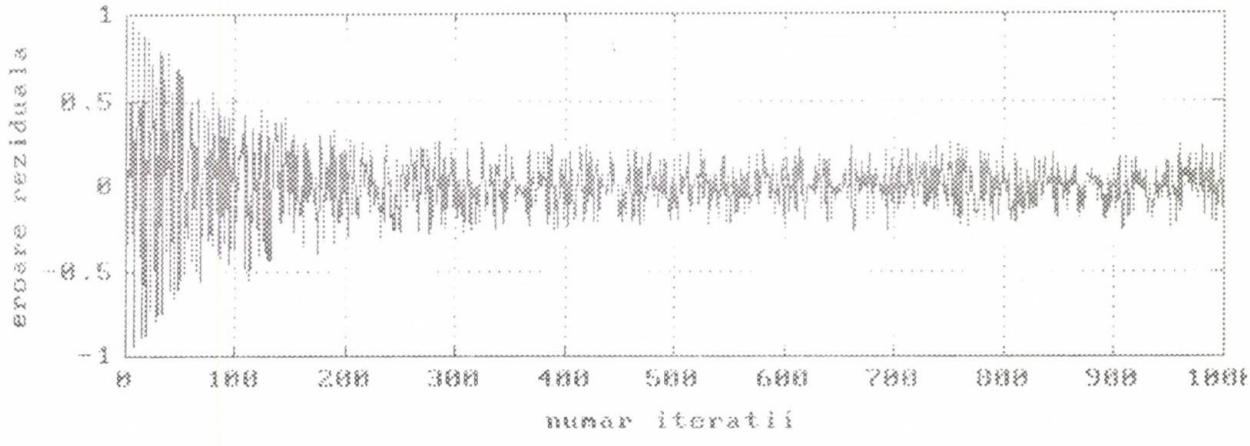



Fig. 7 - Eroarea reziduală pentru algoritmul **LATLMS** (virgula fixă)

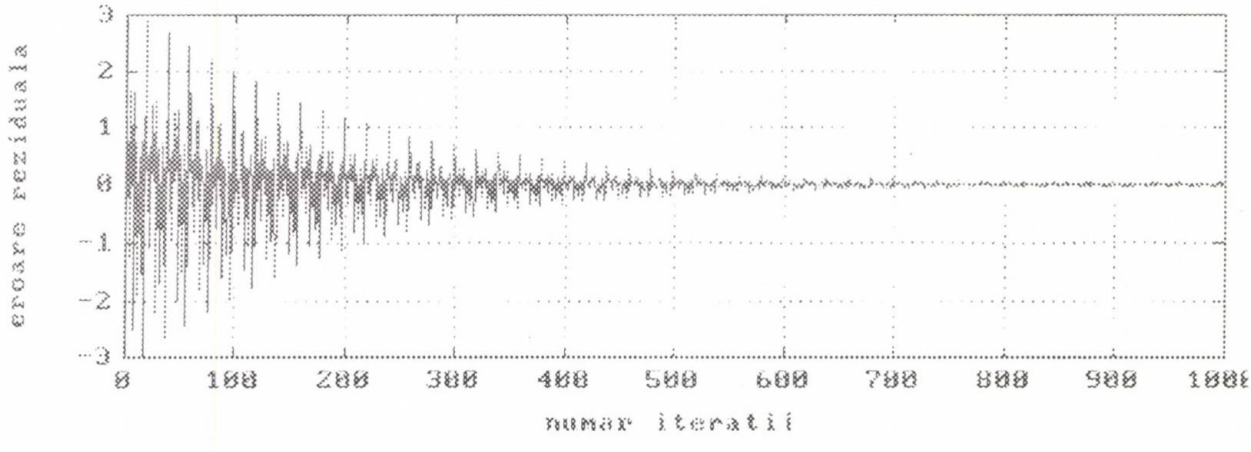



Fig. 8 - Eroarea reziduală pentru algoritmul **LATLMS** (virgulă mobilă)

algoritmi cu mai multe trepte de prelucrare digitală (LATLMS, RLS);

- în programele realizate se observă precauţiile necesare a fi introduse pentru evitarea depăşirilor aritmetice pentru rezultatele intermediare (scalări, saturări). Pentru varianta de implementare în virgulă mobilă aceste precauţii nu sunt necesare;
- rezultatele obţinute confirmă faptul că utilizarea procesoarelor de virgulă mobilă este necesară nu numai pentru mărirea gamei dinamice a semnalelor de prelucrat ci şi pentru evitarea fenomenelor nedorite de acumulare şi propagare a erorilor de cuantizare pentru algoritmi cu mai multe trepte;
- toate rezultatele au fost obţinute prin prelucrarea unei secvenţe discrete; nu s-a luat în considerare eroarea de cuantizare ce apare la eşantionarea şi conversia A/D a semnalului de intrare.

BIBLIOGRAFIE

[1]. Haykin, Simon - "Adaptive Filter Theory", Pretince Hall, 2nd Ed. 1991

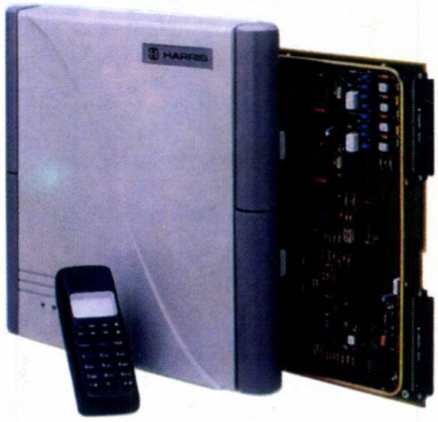
[2]. Vinay, K., Ingle John, G. Proakis - "Digital Signal Processing Laboratory", Pretince Hall, 1991

[3]. Zoican, Sorin; Popovici, Eduard - "Aplicaţii pentru prelucrarea digitală a semnalelor în telecomunicaţii", Ed. Media Publishing, Bucureşti, 1994

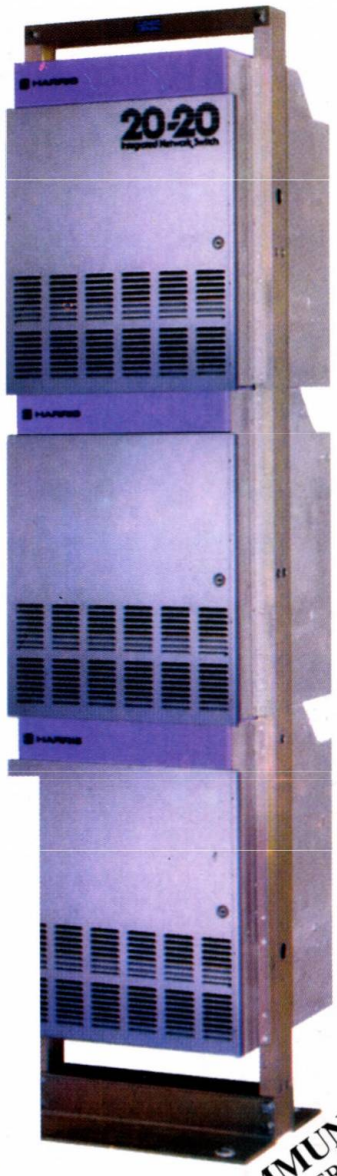
[4]. ADSP 21xx Family Cross - Software Manual, Analog Devices, 1992

[5]. ADSP 210xx Family Cross - Software Manual, Analog Devices, 1993

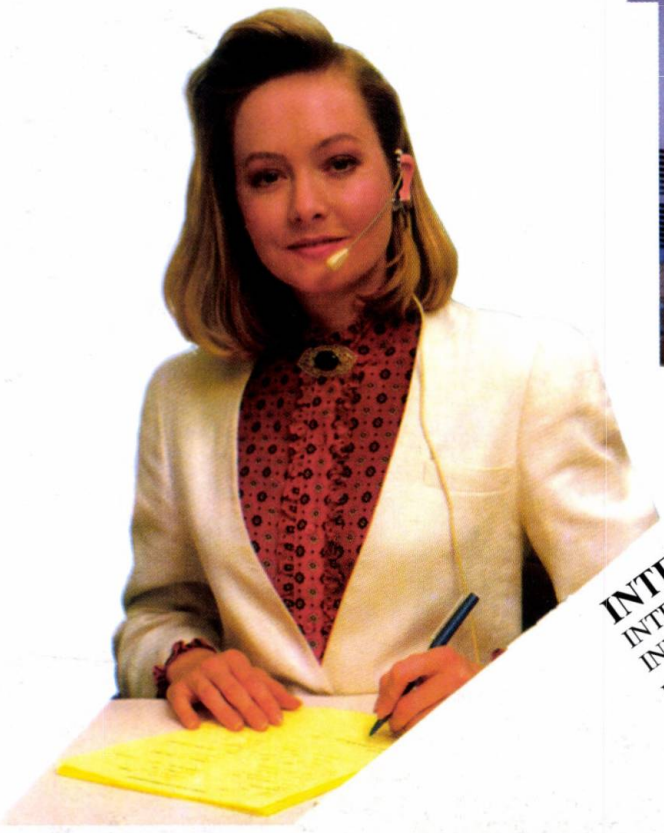
# HARRIS



**Superior Communications Tools for the 21st Century**




* **PABX VOCE/DATE**
* **CENTRALE CU APEL DIRECT (fără centralistă)**
* **RELEE MICROUNDE 2 - 38 GHz**
* **SISTEME de RADIODIFUZIUNE și TV**
* **REȚELE COMPLEXE de COMUNICAȚII**



**ISO 9001 Registered**

**INTERACTIVE COMMUNICATIONS T&I S.A.**
INTEGRATOR DE SISTEME ȘI SERVICII ÎN TELECOMUNICAȚII INDUSTRIAL, BANCAR, HOTELIER, MILITAR
Distribuitor: **HARRIS**, ADC, COMMSCOPE, BEST
Sediul Comercial, tel/fax: 312 4356; 312 1139; 637 6468
Sediul Tehnic, tel/fax: 633 2758; 212 0762; 222 8251
București, România

# TELECOMUNICAȚII

E 6748

● RADIOCOMUNICAȚII ● TELEFONIE ● TELEGRAFIE ● TRANSMISIUNI DE DATE

● TELEVIZIUNE ● ELECTROACUSTICĂ ● POȘTĂ

ANUL XXIII

**Nr. 2/1996**

București ● România

# Telecomunicații

Apare trimestrial sub îngrijirea:

*Centrului Național de Studii și Cercetări pentru Comunicații*

*Universității Politehnica București*

*ROMTELECOM Centrul de Instruire și Documentare*

*ISSN 1223 - 6527*

**CONSILIUL DIRECTOR:**

ing. Virgil POPESCU,
ing. Silviu AGAPI,
prof. dr. ing. Adelaida MATEESCU,
dr. ing. Ion STĂNCIULESCU,
ing. Dumitru ANGHELESCU,
dr. ing. Lucian CONSTANTINESCU,
prof. dr. ing. Ioan CONSTANTIN,
prof. dr. ing. Marin DRĂGULINESCU,
ec. Nicolae MĂZGĂREANU,
ing. Constantin ȘERBĂNESCU,
prof.dr.ing. Alexandru Ștefan D. PREDA,
ing. Adrian MORARU.

Redactor șef: Aneta SABĂU
Redactor științific: Alexandru Ștefan D. PREDA

Tehnoredactare computerizată: Lucian Nicușor RUSU

Editare texte: Emiliea STOICULESCU

**NUMĂRUL 2 / 1996**

## CUPRINS

1. ***Octavian Catrina***
***Eugen Borcoci***
Protocoale de transport pentru comunicații în grup **3**

2. ***George Eugeniu Lojewschi***
***Paul Svasta***
Măsurarea parametrilor substratului pentru linii microstrip, cu ajutorul analizorului automat de rețele de microunde **11**

3. ***Corneliu Eugen Sterian***
128-State, Rate-4/5 Rotationally Invariant Trellis Code with 4-D Rectangular Signal Constellation Having a Coding Gain of 5.63 dB **17**

4. ***Ștefan Victor Nicolaescu***
***Teodor Mihai Petrescu***
Utilizarea rețelelor celulare suprapuse în radiotelefonie **25**

5. ***I. Bibac***
Determinarea mărimilor caracteristice pentru diverse profile de ghiduri de undă optice planare **30**

6. ***Remus Cacoveanu***
***Silviu Ciochină***
***Florin Bucaru***
Analiza cavităților rezonante cu ajutorul metodei TLM **35**

7. ***Roxana Mariana Zoican***
Distribuția tipului de ocupare a canalelor de frecvență într-un sistem celular radio **42**

**REVISTA TELECOMUNICAȚII**

**ÎN ATENȚIA AUTORILOR !**

*Textul unui articol, împreună cu figurile, figurile-foto și tabelele ce-l însoțesc, va cuprinde maxim 15 pagini A4 dactilografiate la două rânduri, pe hârtie albă, pe o singură față a filei.*

*Formulele se vor scrie clar, la mașină sau cu șablon cu tuș negru, conform STAS 1508-81 și Dicționarului limbii române.*

*Figurile și tabelele se vor executa la imprimantă laser (Laser Printer), pe calc, cu dimensiunile maxime: lățime 17cm și înălțime 23cm. Figurile foto vor fi clare, cu efecte de contrast pronunțate, ilustrând ideile din text.*

*Figurile, figurile-foto și tabelele prezentate separat de text, vor fi numerotate în ordinea prezentării în text și vor fi însoțite de borderourile corespunzătoare, dactilografiate pe pagini separate, care vor cuprinde numărul figurii (figurii-foto sau tabelului), titlurile și legendele.*

*Figurile, figurile-foto și tabelele vor fi indicate în text, în mijlocul unui rând nescris, cât mai aproape de textul corelat.*

*Fiecare articol va fi însoțit de cuvinte cheie și un rezumat în limbile română, engleză și franceză, care va cuprinde maxim șase rânduri dactilografiate.*

*Articolul va conține bibliografia folosită, dactilografiată pe o pagină separată de text conținând numele autorului, titlul articolului, titlul cărții sau revistei cu paginile corespunzătoare, editura, orașul și anul apariției. Când lucrarea citată a fost tradusă în limba română, titlul se scrie în traducere, dar cu mențiunea că lucrarea a fost tradusă, și din ce limbă.*

*Predarea la redacție a articolului se face în două exemplare.*

*Răspunderea corectitudinii pentru redactarea finală revine autorului.*

*Conform regulilor editoriale, articolele publicate în revistă nu se mai înapoiază autorului.*

*Articolele, întocmite potrivit regulilor de mai sus, se transmit d-lui prof. Alexandru Ștefan D. Preda, Facultatea Electronică și Telecomunicații, Bd. Armata Poporului nr.1, telefon: 410 54 00, int. 307, 442 sau 145.*

*Colegiul de redacție*

## CONTENTS

**1. Octavian I. Catrina, Eugen I. Boroci**

*Transport protocols for group communications*

Group communications services, required by many applications, need adequate support from the transport and network layers, to be achieved efficiently. The definition of a transport service and a transport protocol with support for group communications is currently the subject intense research. In this paper we characterize briefly yhe multi-peer communications, then we propose a multicast algorithm for the Xpress Transport Protocol.

**2. George Eugeniu A.Lojewski, Paul I. Savasta**

The paper describes some theoretical and practical problems concerning the meassurement of the complex dielectric constant of materials, in view of their use as microstrip line substrates for microwave circuits. The presented measurement methods - based on modern microwave equipment - are simple and fast; their results are remarkably precise, so that they are good enough for most microwave applications.

**3. Corneliu Sterian**

*128-State, Rate-4/5 Rotationally Invariant Trellis Code with 4-D Rectangular Signal Constellation Having a Coding Gain of 5.63 dB*

Using the well known method elaborated by Lee-Fang Wei, a rather complex 128-state, rate-4/5 rotationally invariant trellis code with 4-D signal constellation partitioned into 32 subsets has designed. All the steps designing procedure is going through are detailed. The trellis code offers a coding gain of 5.63 dB, which may also be obtained with only half the number of states (i.e., 64) but with 128 states the multiciplity of trellis paths is halved, which has favourable impact on the decoding.

**4. Ştefan Victor Nicolaescu, Teodor Mihai Petrescu**

*Utilisation of Superposed Cellular Networks for Radiotelephony*

A mode for the determination of superposed cellular networks is presented as a basis for base station on a territory, in a mobile radiocommunication network. Some relations between the dimensions of hexagonal cells used and the effective radiated power of transmitters in superposed networks are obtained. Calculus are made in case of a constant carrier to interference ratio. The analysis is done in both case for a channel with variable bandwith and for one with constant bandwith.

**5. Remus Cacoveanu, Silviu Ciochină, Florin Bucaru**

*The analysis of resonant cavities by TLM method*

Some specific aspects regarding the application of the TLM method for the analysis of resonant cavities are presented. The replacement of the Fourier analysis of the data obtained through TLM simultation by high resolution methods, specific for damped sinusoids, is proposed. This leads to an important reduction of the necessary number of samples, and consequently, of the computing time.

**6. I. Bibac**

In this paper I would like to analyse the main refractive index profiles into a planar wave-guide.

**7. Roxana Mariana Zoican**

*Frequency channel occupancy time distribution in a cellular radio system*

In this paper is studied the distribution of channel occupancy time in a cellular radio system. Two approaches are used. The first one relies on a computersimulation allowing a general model for mobiles behaviour. The second is analytical and assume a simplified system where mobiles keep constant directions. The results of both methods are compared with a fitted exponential distribution and excellent agreements are found for most practical situations.

## SOMMAIRE

**1. Octavian I. Catrina, Eugen I. Boroci**

*Protocoles de transport pour communications en groupe*

Les services de communications en groupe, demandés par beaucoup des applications, ont besoin de l'appui des couches transport et réseau, pour être réalisés avec efficacité. La définition du service transport et d'un protocole de transport pour communications en groupe est en présent le sujet des intenses recherches. Nous commençons cet article avec une description des communications en groupe, ensuite nous proposons un algorithme pour des communications point-multipoint, en utilisant le protocole XTP.

**2. George Eugeniu A.Lojewski, Paul I. Savasta**

L'ouvrage présente quelque questions théoriques concernant la détermination des propriétés électriques spécifiques des matériaux susceptibles d'être utilisés comme substrat de ligne micro-ruban, pour les circuits micro-ondes. Les méthodes appliquées - basées sur l'utilisation d'un équipment moderne - sont simples et rapides. Les résultats obtenus en appliquant ces méthodes ont prouvé une précision remarquable, suffisante pour la plupart des applications.

**3. Corneliu Sterian**

En utilizant une bien connue méthode qu'on doit a Lee-Fang Wei, on a projété un code trellis à 128 états et taux 4/5, invariant à la rotation de la constellation de signaux. On a partagé la constellation de signaux 4-D en 32 sousensembles. On présente de manière detaillée toutes les étapes de projet.

Le code treillis offre un gain de codage de 5,63 dB, qui peut être aussi obtenu avec 64 états seulement, mais, avec 128 états, la multiplicité des routes dans la diagramme trellis se trouve ainsi reduite à demi, ce qui a un effet favorable sur la complexité du décodage.

**4. Ştefan Victor Nicolaescu, Teodor Mihai Petrescu**

*L'utillisation des réseaux cellulaires superposés pour la radiotéléphonie*

On décrit une méthode de la mise en place des réseaux cellulaires superposés pour des services de radiotéléphonie mobile dans un territoire, comme un point de départ pour la choix des emplacements des stations de base. On aboutit à des relations entre les dimensions des cellules hexagonales utilisées et la puissance effectivement rayonnée par les stations de base des réseaux superposés. Les calculs sont effectués en admettant un rapport constant porteuse/brouillage cocanal. L'analyse porte sur les canaux à bande constante et sur ceux à bande variable.

**5. Remus Cacoveanu, Silviu Ciochină, Florin Bucaru**

*L'analyse des cavités résonantes par la méthode TLM*

Des aspects spécifiques à l'utilisation de la méthode TLM pour l'analyse des cavités résonantes sont présentés. Le remplacement de l'analyse de Fourier des données obtenues par simulation temporelle, avec des méthodes à haute résolution spectrale spécifiques aux sinusoides amorties est proposé. Le nombre d'itérations et, par conséquent, le temps de calcul seront beaucoup diminués.

**6. I. Bibac**

On analyse les l'indice aux types de profil de réfraction dans les guides optiques plaines.

**7. Roxana Mariana Zoican**

*La distribution des temps d'occupation des canaux de fréquence dans un systhème cellulaire radio*

Cette oeuvre présente deux méthodes d'analyse pour la distribution des temps d'occupation des canaux de fréquence dedans les systhèmes radio mobiles. La première méthode entraîne l'accomplissement d'un programme qui doit simuler le comportament des mobiles dans l'entourage des réseaux des communications cellulaire; la deuxième méthode est analytique et entraîne l'usage d'un genre simplifié de système cellulaire dans lequel les véhicules oint les directions de marche constantes.

# Protocoale de transport pentru comunicații în grup

*Octavian I. Catrina, Eugen I. Borcoci* *

*Cuvinte cheie: rețele de telecomunicații, protocol de transport, comunicații în grup.*

*Realizarea eficientă a unui serviciu de comunicație în grup, solicitat de numeroase aplicații, implică participarea nivelelor transport și rețea. Definirea unui serviciu și a unui protocol de transport cu facilități pentru comunicații în grup este în prezent subiectul a numeroase studii. Articolul caracterizează succint comunicațiile în grup și propune o metodă de realizare a transferurilor punct-la-multipunct, folosind protocolul XTP [XF95].*

## 1. Introducere

**O gamă** tot mai largă de aplicații se bazează pe cooperarea unui grup de entități dispersate în stații de rețea, care comunică între ele prin fluxuri de date organizate în diverse topologii.

Bazele de date distribuite, videoconferința, serviciile de difuzare de tipul video la cerere sau știri la cerere, platformele de lucru în cooperare și instruirea prin rețea sunt numai câteva exemple de aplicații care implică transferuri simultane de informație, în cadrul unui grup.

Realizarea comunicațiilor în grup ridică probleme care nu erau cunoscute în comunicațiile punct-la-punct: distribuirea unui flux de la o sursă către mai multe destinații, agregarea la o destinație a fluxurilor provenind de la mai multe surse, controlul și sincronizarea fluxurilor.

Protocoalele uzuale de nivel transport și rețea asigură servicii de comunicație punct-la-punct, cu sau fără conexiune. Realizarea unei comunicații în grup pe baza acestor servicii implică o utilizare neeficientă a resurselor subsistemului de transport și un efort considerabil din partea entității de nivel aplicație, pentru controlul ansamblului de fluxuri punct-la-punct. Pentru utilizarea optimă a resurselor stațiilor și a resurselor rețelei, este necesar ca multiplicarea unei unități de date, în vederea livrării către fiecare destinație, să fie efectuată abia în rețea, atunci când rutele se separă. Prin utmare, realizarea eficientă a comunicațiilor în grup implică o completare a serviciilor și protocoalelor de nivel transport și rețea.

După o caracterizare succintă a comunicațiilor în grup, articolul continuă cu prezentarea unei metode de realizare a transferurilor punct-la-multipunct folosind protocolul de transport XTP 4.0 (Xpress Transport Protocol) [XF95].

## 2. Comunicații în grup

O comunicație în grup este un ansamblu de fluxuri de date, cu o topologie corespunzătoare necesităților de comunicație ale participanților. Ne vom concentra asupra serviciului transport cu conexiune, pentru care sunt ilustrate câteva exemple în figurile 1 și 2.

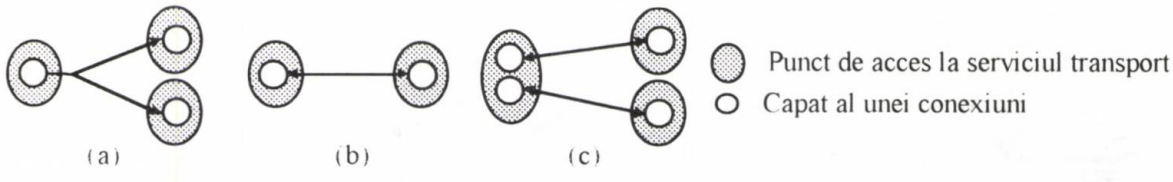



Figura1.a).Conexiune punct-la-multipunct (unidirecțională).b) Conexiune punct-la-punct. c). Realizarea unei comunicații punct-la-multipunct folosind conexiuni punct-la-punct.

* Universitatea Politehnică din București, Facultatea de Electronică și Telecomunicații

Cea mai simplă comunicație în grup constă în transferul unităților de date de la un transmițător către mai multe receptoare, cu un flux punct-la-multipunct unidirecțional (figura 1a). O astfel de topologie intervine, de pildă, într-un serviciu de difuzare a știrilor neinteractiv, care trebuie să asigure doar livrarea informațiilor curente.

Protocoalele de transport utilizate în prezent asigură doar servicii de comunicație punct-la-punct, cu sau fără conexiune (fig. 1b). Pentru un flux punct-la-multipunct, tratarea separată a transferului către fiecare destinație, folosind conexiuni transport distincte (figura 1c), este extrem de neeficientă, deoarece implică multiplicarea unităților de date și a tuturor operațiilor.

Utilizatorul trebuie să deschidă câte o conexiune punct-la-punct către fiecare destinație, să trimită fiecare unitate de date pe fiecare conexiune, să coordonexe transferurile, să asigure recuperarea la pierderea unei conexiuni și, în final, să elibereze fiecare conexiune. Eficiența crește considerabil dacă aceste sarcini sunt preluate de către nivelul transport, în cadrul unui serviciu punct-la-multipunct, prin tratarea unificată a transferului către grupul de destinații.

Topologiile mai complexe, prezente în figura 2, se pot realiza prin combinarea unor fluxuri punct-la-multipunct unidirecționale cu fluxuri punct-la-punct. Prin urmare, pentru un serviciu de comutație în grup cu caracter general, mai trebuie adăugat doar un management al ansamblului de conexiuni: identificarea unei comunicații și a fiecărei conexiuni componente la fiecare punct de acces, stabilirea, întreținerea și eliminarea ansamblului de conexiuni, etc.

Topologia cu grad maxim de interconectare, multipunct-la-multipunct, permite transferul de la fiecare membru al grupului către toți ceilalți. Figura 2a ilustrează soluția descentralizată, care recurge la un set complet de fluxuri punct-la-multipunct unidirecționale. În varianta centralizată, o stație de control colectează informația de la fiecare membru, prin fluxuri punct-la-punct, și o redistribuie către membrii grupului, printr-un flux punct-la-multipunct (ca în figura 2b, dar asigurând o funcție de releu în stația de control).

Distribuirea fluxurilor într-o teleconferință multimedia necesită o topologie multipunct-la-multipunct modificabilă dinamic. La deschiderea conferinței, trebuie stabilite succesiv conexiuni, până la completarea grupului de participanți, după care trebuie asigurată posibilitatea modificării competenței grupului, prin asocierea unor noi membri și abandonul altora.

Într-o bază de date distribuită, informația este stocată într-un grup de stații. Accesul la un obiect, pentru lectură și/sau modificare, necesită localizarea sa. În acest scop, se poate recurge la o interogare a grupului. Dacă există copii multiple ale datelor (din considerente de fiabilitate sau facilitare a accesului), se poate menține consistența lor printr-o comunicație multipunct-la-multipunct între situațiile în care sunt stocate (o configurație relativ stabilă).

În afara topologiilor din figurile 1a și 2b, pot interveni numeroase alte variante, cu grade de interconectare intermediare.

Rețelele rapide și stațiile multimedia au permis dezvoltarea aplicațiilor de instruire prin rețea (în particular teleteaching). Prezentarea subiectului studiat este difuzată de la stația profesorului către stațiile cursanților. Aceștia au posibilitatea de a transmite profesorului, pentru a solicita clarificări sau pentru a răspunde la întrebări. Figura 2b ilustrează o comunicație în grup centralizată, cu topologie punct-la-multipunct și transfer bidirecțional, care corespunde cerințelor unor astfel de aplicații.

Două alte categorii de aplicații se bucură în prezent de un interes deosebit: serviciile de difuzare

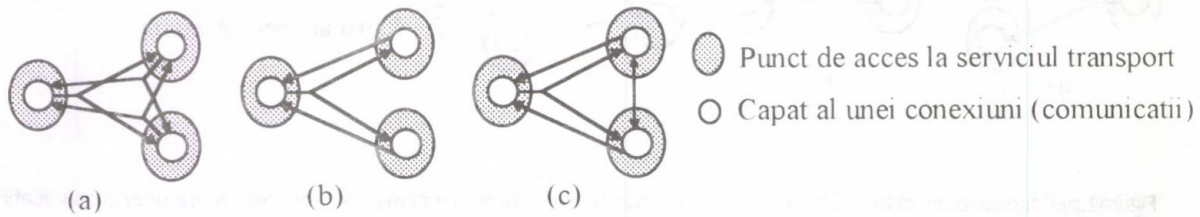



Figura 2. Exemple de topologii de comunicații în grup.

interactive, video la cerere (video-on-demand) sau ştiri la cerere (news-on-demand) şi platformele de lucru în cooperare (CSCW - Computer Supported Cooperative Work).

Serviciile de difuzare interactive oferă utilizatorului controlul asupra informaţiei emise : el poate selecta un anumit program, poate întrerupe difuzarea sau relua anumite părţi, etc. Aceste servicii pot beneficia şi ele de facilităţi de transfer punct-la-multipunct, prin gruparea dinamică a clienţilor care solicită acelaşi program, în anumite cuante de timp.

Plarformele de lucru în cooperare asigură unui grup de utilizatori, angajaţi în efectuarea unei activităţi complexe, mijloace pentru analiza în comun a rezultatelor curente.

Sesiunile de lucru în grup necesită transferuri punct-la-multipunct distribuirea fluxurilor reprezentând rezultatele analizate şi opiniile participanţilor. De exemplu. topologia din figura 2c corespunde unei astfel de aplicaţii, într-o configuraţie minimală.

Serviciul transport cu facilităţi pentru comunicaţii în grup şi multimedia se află în curs de elaborare în cadrul ISO. Dintre protocoalele de transport care permit transferuri punct-la-multipunct, cele mai cunoscute sunt VMTP [CD88] şi, în special, XTP [XF95]. Un protocol pentru comunicaţii multipunct-la-multipunct este descris în [FM92].

În majoritatea reţelelor locale, unităţile de date sunt difuzate către toate staţiile, astfel încât oferirea unui serviciu punct-la-multipunct se reduce la o problemă de adresare a grupurilor. Pentru reţelele de suprafaţă mare, sunt necesari algoritmi de dirijare capabili să optimizeze ansamblul rutelor dintre membrii unui grup. De exemplu, pentru un flux punct-la-punct este necesară stabilirea unei rute optime, în timp ce pentru un flux punct-la-multipunct trebuie determinat un arbore optim, de la sursă către destinaţii.

Serviciul reţea pentru comunicaţii pe conexiune multipunct este definit în recomandarea ITU-T X.6, finalizată în 1993 [IT93].

Elaborarea unor protocoale şi a unor algoritmi de dirijare se află încă într-o stare incipientă, deşi au fost specificate extinderi ale protocolului IP (Internet Protocol) [DS89] şi au fost propuse şi experimentate protocoale cu algoritmi de dirijare special concepuţi pentru transferuri punct-la-multipunct [DS88, MJ94].

## 3. Comunicaţii punct-la-multipunct folosind XTP 4.0

Noua definiţie a protocolului XTP [XF95] a adus ameliorări substanţiale în domeniul transferului punct-la-multipunct unidirecţional, dar indică doar un minimum de elemente ale procedurilor, considerând că restul sunt dependente de implementare şi de aplicaţie. În cele ce urmează, vom prezenta o metodă eficientă de control al transferului punct-la-multipunct, considerând un serviciu reţea fără conexiune şi fără confirmare, de exemplu cel oferit de protocolul IP, cu completările specificate în [DS89].

Conceput pentru a face faţă extinderii continue a cerinţelor aplicaţiilor şi pentru a opera în reţele eterogene, dar cu performanţe tot mai ridicate, XTP se remarcă în special prin funcţionalitate şi flexibilitate. Nucleul protocolului este un ansamblu de mecanisme simple, care îndeplinesc funcţii elementare (aproximativ) ortogonale. Ele pot fi active sau inactive (prin biţi din antetul pachetelor) şi combinate în diverse moduri, pentru a realiza funcţii mai complexe şi pentru a adapta protocolul unei game largi de contexte de operare.

Unul dintre mecanisme corespunde transferului punct-la-multipunct (unidirecţional) şi are asociat bitul *multi* din antet. Acesta are valoarea 1 în pachetele transferate punct-la-multipunct şi 0 în pachetele transferate punct-la-punct. În plus, este prevăzută posibilitatea ca un receptor să solicite asocierea la o comunicaţie în curs de desfăşurare, folosind pachetul *JOIN*.

Mecanismele disponibile în modul punct-la-punct pot fi folosite şi în modul punct-la-multipunct. Metoda propusă se bazează pe extinderea acestei proprietăţi la procedurile care împlinesc funcţiile protocolului, astfel încât implementarea să poată folosi acelaşi cod al sistemului cu tranziţii de stare, pentru ambele moduri. În acest scop, trebuie definit un nivel de prelucrări intermediare, care să mascheze comportamentul individual al receptoarelor din grup sub aparenţa unui singur receptor virtual. Vom analiza cele două moduri folosind figura 3.

În modul punct-la-punct, transmiţătorul urmăreşte evoluţia transferului şi determină ce acţiuni trebuie să efectueze pe baza înregistrării proprii de stare *(st_T)* şi a unei copii a stării receptorului *(st'_R)*. El foloseşte un mecanism de confirmare pentru a solicita receptorului rapoarte de stare, conform unei politici adecvate contextului în care operează, prelucrează

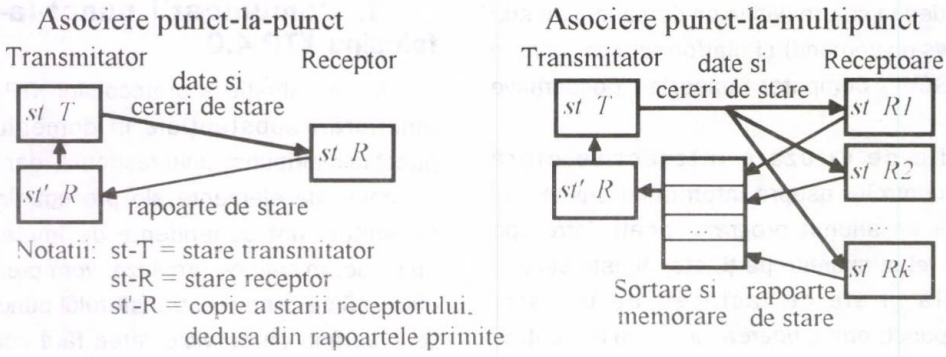



Figura 3. Controlul transferului în asocieri punct-la-punct şi punct-la-multipunct.

fiecare raport de îndată ce este primit şi actualizează copia locală a stării receptorului.

În modul punct-la-multipunct, transmiţătorul trebuie să realizeze o agregare a rapoartelor de stare provenind de la grupul de receptoare, ţinând seama de mai multe aspecte :

- Transferul avansează în mod diferit pentru fiecare destinaţie în parte, datorită ratelor de transfer diferite, pachetelor pierdute doar pe unele rute, etc.
- Întârzierea de transfer (pentru fluxul de date şi cel de rapoarte) variază în funcţie de destinaţie şi poate avea fluctuaţii aleatoare în timp.
- Grupul de receptoare active variază în timpul transferului. În particular, este posibil ca un receptor să devină inaccesibil sau să îşi înceteze funcţionarea, fără a raporta.

Pentru a permite realizarea managementului de grup solicitat de utilizator, algoritmul de prelucrare a rapoartelor trebuie să includă, în general, mijloace de identificare a receptoarelor active şi de ataşare sau detaşare a unor receptoare, în timpul transferului.

De asemenea , el trebuie corelat cu tipul serviciului şi cerinţele de calitate indicate de utilizator. În acest sens, trebuie identificat setul de funcţii active şi luate în considerare cerinţele fiecăruia, rezolvând eventuale conflicte. De exemplu, pentru medii continue, nu este permis ca un receptor lent să degradeze (excesiv) parametrii de trafic, deci este lăsat să piardă informaţie sau este exclus. Pentru medii discrete, fiabilitatea este esenţială, astfel încât receptorul cel mai rămas în urmă dictează avansul transferului. În general, se poate defini grupul activ, alcătuit din receptoare care răspund la cereri de stare şi grupul (activ) de control, alcătuit din receptoare ale căror rapoarte sunt luate în considerare în controlul transferului. Un receptor care degradează excesiv calitatea transferului devine indezirabil şi trebuie exclus din grupul de control sau chiar din grupul activ. În calificarea receptoarelor, intervine o condiţie de bază, să răspundă la cereri de stare, şi se adaugă constrângeri determinate de cerinţele de calitate ale utilizatorului.

În fine, algoritmul trebuie să optimizeze prelucrarea rapoartelor, căutând să minimizeze volumul de prelucrări, îndeosebi atunci când numărul de receptoare este mare, şi să evite o evoluţie neeficientă a transmiţătorului, prin acţiuni premature sau întârziate.

Din analiza acestor constrângeri, se poate extrage un prim set de concluzii, ilustrate în figura 3. Transmiţătorul trebuie să acumuleze rapoartele de stare într-o zonă tampon, pentru a compensa diferenţele de întârziere şi de avans al transferului. Asigurarea managementului de grup şi identificarea receptoarelor indezirabile impune o sortare a rapoartelor în funcţie de identitatea receptorului. Zona tampon trebuie deci organizată ca listă de înregistrări de stare individuale ale receptoarelor active. Acestea sunt actualizate din rapoartele de stare folosind aceleaşi funcţii ca şi pentru actualizarea structurii *st'_R*, în transferul punct-la-punct.

Unificarea procedurilor pentru cele două tipuri de transfer este asigurată prin utilizarea, în ambele cazuri, a înregistrării *st'_R*, pentru controlul acţiunilor transmiţătorului. În modul punct-la-multipunct, este necesară adăugarea unui algoritm de actualizare a înregistrării *st'_R* (starea globală a receptoarelor), din înregistrările individuale.

În tabelul 1 este indicată structura înregistrării de stare individuale a unui receptor. Tabelul 2 prezintă structura înregistrării de stare globale şi un exemplu

**Tabelul 1. Structura înregistrării de stare individuale a unui receptor**

| Funcție /mecanism | Câmp | Semnificație |
|---|---|---|
| Identificator | *src_id* | Adresa rețea individuală a receptorului |
| Sincronizare | *r_echo* | Valoarea maximă *echo* recepționată (ecou la controlul de sincronizare) |
| Control al fluxului și al erorilor | *r_rseq* | Limita inferioară a ferestrei receptorului |
| | *r_alloc* | Limita superioară a ferestrei receptorului |
| | *r_hseq* | Limita superioară a secvenței de date recepționată incomplet |
| Control al ratei | *r_rate*<br>*r_burst* | Valorile parametrilor de trafic: rata de transfer și dimensiunea grupului compact, indicate de receptor |
| Temporizare la cererea de stare | *rtt* | Valoarea estimată a întârzierii de transfer dus-întors |
| | *srtt,rttv* | Valoarea medie și dispersia întârzierii |
| Închidere | *r_end* | Valoarea recepționată a bitului *end*, indicație de închidere abruptă |
| | *r_rclose* | Valoarea recepționată a bitului *rclose*, confirmare a închiderii liniei |

**Tabelul 2. Structura înregistrării de stare globale a receptoarelor și reguli de actualizare**

| Funcție/mecanism | Câmp | Semnificație și reguli de actualizare (R = mulțimea receptoarelor) |
|---|---|---|
| Sincronizare | *out_echo* | Cea mai mare valoare *echo* recepționată = min $(r_echo_i)$ $i \in R$ |
| Controlul fluxului și al erorilor | *bseq* | Limita inferioară a ferestrei = min $(r_rseq_i)$ $i \in R$ |
| | *out_alloc* | Limita superioară a ferestrei = min $(r_alloc_i)$ $i \in R$ |
| | *out_nspan* | Structura secvenței de date recepționate incomplet : *out_nspan = 1* |
| | *out_spans* | out_spans[I].low_seq =out_spans [I].high_seq = max $(r_hseqi)$ $i \in R$ |
| Control al ratei | *out_rate,* | Parametrii de trafic indicați de receptor : |
| | *out_burst* | *out_rate=min*$(r_rate_i) \in R$ *și out_burst* = min $(r_burst_i)$ $i \in R$ |
| Temporizare la cererea de stare | $W_{timer}$ | Valoarea estimată a întârzierii de transfer dus-întors<br>$W_{timer}$ = k x max $(rtt_i)$ $i \in R$ cu k $\geq 1$ |
| Închidere | *out_rclose*<br>*out_end* | Confirmarea închiderii line = AND $_{i \in R}$ $(r_endi)$<br>Indicație de închidere abruptă = AND$_{i \in R}$$(r_endj)$ |

de reguli de actualizare, pentru situația în care utilizatorul solicită transferul integral al datelor către toate receptoarele, cu controlul fluxului cu fereastră și controlul ratei de transfer (pentru detalii privind mecanismele XTP pot fi consultate referințele [CB95a] și [CB95b].

În acest exemplu, limitele ferestrei de transmisie și parametrii de trafic reprezintă valorile minime indicate de setul de receptoare și un interval de numere de secvență unic include toate segmentele de date indicate ca pierdute. Astfel, transmițătorul elimină datele din tamponul de emisie numai după primirea confirmării de la toate receptoarele, avansează cu emisia numai până la limita indicată de receptorul cel mai rămas în urmă și retransmite orice segment de date indicat de cel puțin un receptor.

Transferul poate avansa doar în urma actualizării înregistrării de stare globale a receptoarelor, prin

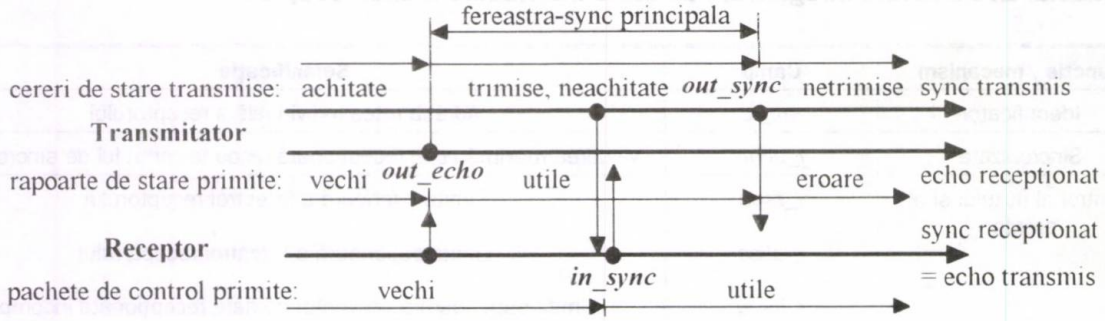



Figura 4. Utilizarea mecanismului XTP de sincronizare.

analiza întregii liste de înregistrări individuale. Intervalul dintre primirea unui raport relevant şi evaluarea stării globale este numit durată de reacţie a transmiţătorului.

O soluţie care pare să minimizeze această durată este actualizarea imediată a stării globale, prin analiza listei de înregistrări individuale, de îndată ce este primit un raport. Volumul de prelucrări devine însă excesiv atunci când numărul de receptoare creşte (este de ordinul $O(n^2)$, pentru $n$ receptoare). Aceste actualizări prompte pot fi fără efect sau pot conduce la un comportament neeficient : când transferul este frânat de un receptor rămas în urmă, este inutilă actualizarea pentru rapoarte ale receptoarelor avansate, deoarece nu afectează înregistrarea de stare globală, iar dacă pierderea unui pachet este indicată în rapoartele mai multor receptoare, el va fi retransmis în mod repetat.

De fapt, nu există un criteriu simplu pentru a determina dacă un raport impune o actualizare imediată a stării globale, care să fie eficace pentru toate funcţiile protocolului şi să evite analiza listei de înregistrări individuale. Trebuie căutată o metodă de reducere a volumului de prelucrări care să permită controlul duratei de răspuns şi menţinerea sa în limite acceptabile.

O soluţie posibilă este analiza listei la momente indicate de un temporizator. Durata temporizării constituie limita superioară a întârzierii de răspuns a transmiţătorului şi, în acelaşi timp, intervalul de acumulare a rapoartelor. Analiza se efectuează doar dacă pe durata temporizării s-a primit cel puţin un raport. Temporizarea trebuie ajustată în funcţie de estimarea întârzierilor de transfer, iar funcţionarea temporizatorului trebuie corelată cu politica de confirmare (dar nu impune restricţii acesteia).

Soluţia cea mai interesantă se obţine prin extinderea unei propuneri de ameliorare a utilizării mecanismului de sincronizare, expusă pe larg în [CO94]. În cele ce urmează, ne vom limita doar la prezentarea câtorva aspecte de bază, ilustrate în figura 4.

Mecanismul XTP de sincronizare utilizează un contor dedicat din transmiţător *(out_sync)*, a cărui valoare este înscrisă în câmpul *sync* din antetul pachetelor şi este incrementată de fiecare dată când se trimite o cerere de stare pentru răspuns imediat (prin bitul *sreq* ) [CB95b].

Rapoartele de stare (pachete *CNTL*) ale receptorului întorc cea mai mare valoare *sync* recepţionată în câmpul *echo* şi transmiţătorul o memorează în *out_echo*.

Un domeniu de sincronizare este o secvenţă de pachete cu aceeaşi valoare *sync*. Fluxul de pachete este structurat într-un şir de astfel de domenii, ordonat după valoarea *sync*, fiecare cu o cerere de stare asociată. Domeniul căruia îi corespunde un raport de stare (răspuns la *sreq*) este identificat prin câmpul *echo*. Intervalul din secvenţa numerelor de sincronizare cuprins între *out_echo* şi *out_sync*, numit fereastra-*sync* principală, indică domeniile active, pentru care se aşteaptă încă rapoartele de stare.

Pe această bază se pot defini reguli şi proceduri pentru operarea punct-la-punct. Un pachet de control conţine informaţie de stare utilă dacă are valoarea *echo* în fereastra-*sync* principală. Temporizatorul $W_{timer}$, prevăzut pentru a limita aşteptarea unui răspuns la o cerere de stare (cu *sreq*), trebuie menţinut activ dacă fereastra-*sync* principală este nevidă şi este reiniţializat sau oprit atunci când *out_echo* avansează. Dialogul de resincronizare, iniţiat în urma expirării temporizatorului $W_{timer}$, se

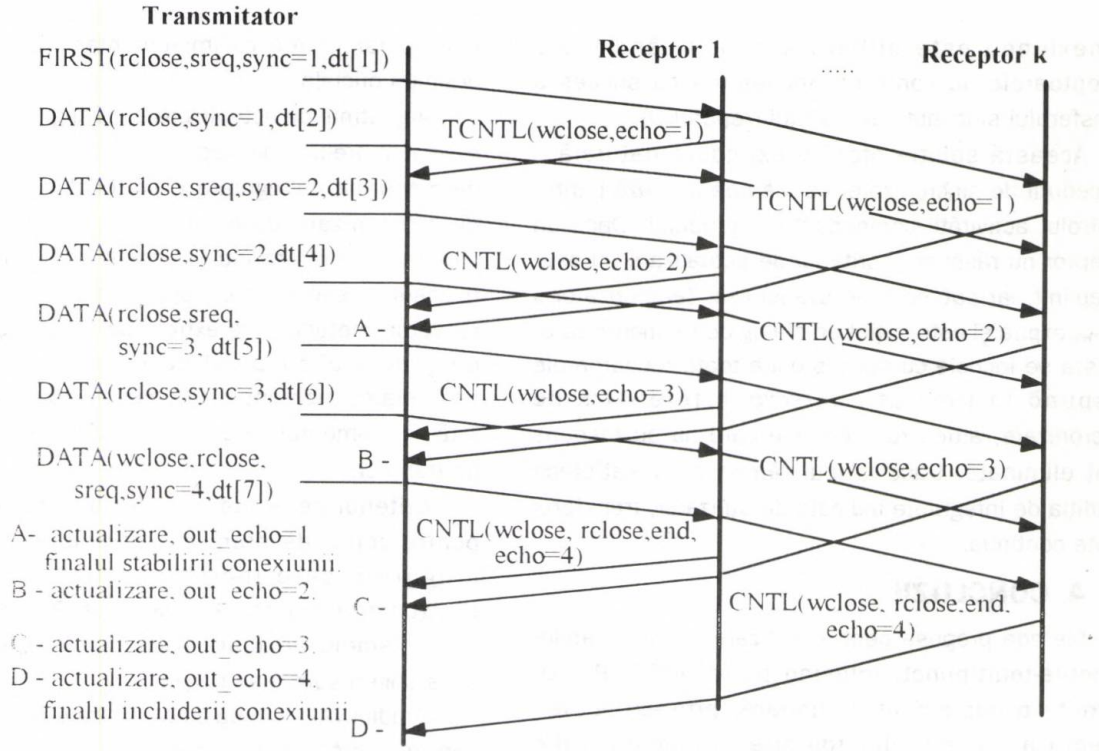



Figura 5. Exemplu de comunicație pe conexiune, punct-la-multipunct, folosind XTP.

poate defini relativ la ferestre-*sync* mai restrânse. Resincronizarea se încheie cu succes la primirea unui raport de stare cu *echo* în fereastra impusă. Pentru a evita retransmisii redundante, determinate de raportarea repetată a unui pachet pierdut, se poate folosi un algoritm care marchează un segment de date retransmis cu valoarea *sync* curentă și încheie retransmisia cu o cerere de stare. Segmentul mai este repetat doar la primirea unui raport aparținând domeniului de sincronizare următor.

Pentru comunicațiile punct-la-multipunct, transmițătorul poate considera că s-a intrat într-o nouă stare globală, deci este necesară o actualizare, atunci când a primit rapoarte de la toate receptoarele, pentru un domeniu de sincronizare activ.

Se poate stabili o regulă simplă pentru detectarea momentului în care se atinge noua stare globală. La o actualizare, variabila *out_echo* memorează minimul valorilor $r_echo_i$ primite de la receptoare (tabelul 2). La un moment oarecare, valorile $r_echo_i$ sunt distribuite în intervalul *[out_echo ... out_sync]*. Receptoarele cele mai rămase în urmă au $r_echo_i = out_echo$, iar actualizarea următoare poate avea loc atunci când toate acestea răspund cu rapoarte având *echo>out_echo*. Momentul actualizării poate fi detectat, fără analiza integrală a listei, folosind un contor de receptoare întârziate. Acesta este inițializat după fiecare actualizare cu numărul de receptoare având $r_echo_i = out_echo$ și decrementat atunci când un astfel de receptor răspunde cu *echo>out_echo*.

În figura 5 este ilustrată utilizarea acestui criteriu în toate fazele unei comunicații pe conexiune punct-la-multipunct, fără incidente deosebite. Receptoarele sunt plasate în figură în ordinea crescătoare a întârzierii de transfer, de la stânga la dreapta. Am considerat că utilizatorul a indicat un anumit grup de *k* receptoare și a solicitat stabilirea conexiunii prin procedura implicită (simultan cu inițierea transferului de date). Transmițătorul trimite două cereri de stare pe durata unui transfer dus întors. Faza de stabilire se încheie atunci când transmițătorul a primit rapoarte de la toate cele k receptoare (reperul A), astfel încât criteriul de integritate a grupului inițial este îndeplinit (în caz contrar, când expiră $W_{timer}$ intervin retransmisii ale pachetului de deschidere, FIRST). În continuare, transmițătorul realizează transferul de date, marcat de momente de actualizare a stării globale (reperele B și C) și încheie o procedură de închidere cu garantarea transferului integral al datelor (dialog *wclose-rclose*).

Conexiunea este eliberată atunci când toate receptoarele au confirmat încheierea cu succes a transferului și închiderea fluxului (reperul D).

Această soluție oferă o extindere naturală a procedurii de sincronizare, ca metodă de bază pentru controlul activității componentelor grupului. Dacă un receptor nu răspunde, criteriul de actualizare nu este îndeplinit, iar *out_echo* nu avansează. Temporizatorul $W_{timer}$ expiră și este inițiat un dialog de resincronizare. Acesta se încheie cu succes dacă toate receptoarele răspund în timp util cu *echo* în fereastra de sincronizare, altfel, receptoarele care nu au răspuns sunt eliminate. Dacă grupul rămas activ satisface condiția de integritate indicată de utilizator, transferul poate continua.

## 4. CONCLUZII

Metoda propusă pentru realizarea comunicațiilor punct-la-multipunct, folosind protocolul XTP 4.0, permite o implementare ușoară, prin extinderea directă a procedurilor folosite în comunicațiile punct-la-punct. Soluția propusă pentru utilizarea mecanismului de sincronizare ameliorează performanțele protocolului și nu afectează interoperabilitatea cu implementări bazate strict pe definiția oficială.

Algoritmul de actualizare a stării globale reduce la minimum prelucrările rapoartelor și este independent de modul de configurare a protocolului (mecanismul de sincronizare este întotdeauna activ). Dacă se menține o corelare între avansul în fluxul de date și avansul în secvența de sincronizare, pentru fiecare receptor, metoda este extrem de eficace și din punct de vedere al timpului de reacție. În situații de necorelare, momentul actualizării poate fi întârziat, față de momentul ideal, cu o fracțiune din întârzierea de transfer.

Criteriul de actualizare funcționează însă doar pentru cereri de stare cu răspuns imediat (*sreq*), singurele care incrementează controlul de sincronizare, ceea ce face inutilă recurgerea la mecanismele auxiliare [CB95b]. Efectele acestei constângeri sunt însă neglijabile.

Studiul va continua cu o analiză a performanțelor, pentru diverse politici de cerere sau de prelucrare a rapoartelor, și cu realizarea unei implementări a protocolului.

## BIBLIOGRAFIE

(CB95a) O.Catrina, E.Borcoci - Controlul conexiunilor transport în rețele de mare viteză. Revista de Telecomunicații, nr. 2, București, 1995

(CB95b) O.Catrina, E.Borcoci - Transferul de date pe conexiunea transport în rețele de mare viteză. Revista de Telecomunicații, nr. 3, București, 1995

(CD88) D.Cheriton. VMTP: Versatile Message Transaction Protocol. Network Working Group, Request for Comments 1045, 1988

(CO94) O.Catrina - Utilization of the synchronization mechanism in XTP 4.0, XTP Forum Research Affiliate Annual Report 1994, XTP Forum, Santa Barbara, Ca, USA

(DS88) S.Deering - Distance Vector Multicast Routing Protocol. Network Working Group, Request for Comments 1075, 1988

(DS89) S.Deering - Host Extensions for IP Multicasting. Network Working Group, Request for Comments 112, 1989

(FM92) A.Freier, K.Marzullo - Multicast Transport Protocol. Network Working Group, Request for Comments 1301, 1992

(IT93) ITU-T Recomandation X.6. Public data networks: services and facilities. Multicast service definition, 1993

(MJ94) J.Moy. Multicast Extensions to OSPE. Network Working Group, Request for Comments 1585, 1994

(XF995) Xpress Transport Protocol specification, revision 4.0. XTP Forum, Santa Barbara, Ca, USA, 1995

# Măsurarea parametrilor substraturilor pentru linii microstrip, cu ajutorul analizorului automat de rețele de microunde

***Dr. ing. George Eugeniu A. Lojewski, Dr. ing. Paul I. Svasta** **

*Cuvinte cheie: microunde, materiale, linii microstrip, analizor automat de rețele.*

*În lucrare sunt prezentate unele aspecte teoretice și practice referitoare la măsurarea proprietăților de material ale substraturilor de dielectric, în vederea utilizării lor la realizarea liniilor microstrip, pentru circuite de microunde. Metodele prezentate, bazate pe folosirea aparaturii moderne de măsură din laboratoarele de microunde, sunt simple și rapide. Rezultatele obținute prin aplicarea acestor metode au demonstrat o precizie deosebită, suficientă pentru majoritatea aplicațiilor din domeniul microundelor.*

## 1. Considerații generale

**Liniile** microstrip sunt folosite în domeniul microundelor, datorită proprietăților lor satisfăcătoare; ele se impun prin prețul lor redus, mai ales în cazul dispozitivelor fabricate în serie. Proiectarea circuitelor microstrip este relativ dificilă, datorită faptului că impedanța caracteristică a liniilor nu poate fi exprimată simplu, analitic, în funcție de elementele geometrice și electrice ale secțiunii transversale. O dificultate suplimentară este reprezentată de faptul că proprietățile liniei ( impedanța caracteristică $Z_c$, viteza de fază $v_\Phi$, constanta de atenuare $\alpha$ ) variază cu frecvența, efect important mai ales la frecvențe foarte înalte.

Practic, proiectarea circuitelor microstrip se face cu ajutorul unor formule semi-empirice existente în literatura de specialitate sau al unor diagrame special concepute în acest sens, [1]; în prezent, proiectarea poate fi făcută și cu ajutorul unor programe aplicative speciale, dezvoltate de unele firme de specialitate din domeniul microundelor (de exemplu, programul APPCAD al firmei Hewlett-Packard). În toate cazurile este însă necesară cunoașterea prealabilă cât mai exactă a proprietăților substratului pe care urmează a fi realizate liniile microstrip.

Materialele dielectrice (substraturile) fabricate special pentru microunde sunt livrate de firmele producătoare împreună cu o caracterizare exactă a proprietăților lor (constantă dielectrică, pierderi, grosime exactă, rugozitate etc.), la toate frecvențele de interes.

Pentru aplicațiile de frecvență nu prea înaltă (până la cca. 3 GHz), o soluție economică ar putea fi și folosirea drept substrat al liniilor, a unor materiale dielectrice "clasice" cum este, de exemplu, stratificatul FR-4. Aceste materiale uzuale însă - nefiind fabricate special pentru microunde - de regulă nu sunt suficient de bine caracterizate de către producător. Folosirea unor astfel de materiale ca substrat pentru linii este condiționată de completarea caracterizării materialului, prin măsurarea performanțelor sale în domeniul microundelor.

Mărimile care trebuiesc determinate experimental sunt constanta dielectrică (permitivitatea electrică relativă) și tangenta unghiului de pierderi, la toate frecvențele din banda de interes.

În cele ce urmează vor fi prezentate câteva metode de măsură posibile, precum și unele rezultate obținite în măsurarea performanțelor de microunde ale stratificatului menționat FR-4, destinat în mod normal realizării cablajelor imprimate dublu strat. Firma producătoare caracterizează acest material numai din punct de vedere geometric (grosimea plăcii de dielectric, grosimea depunerilor metalice), aceasta deoarece proprietățile electrice ale dielectricului ($\varepsilon_r$ , $tg\,\delta$) nu joacă un rol semnificativ pentru aplicațiile uzuale de joasă frecvență.

* Universitatea "Politehnica" București

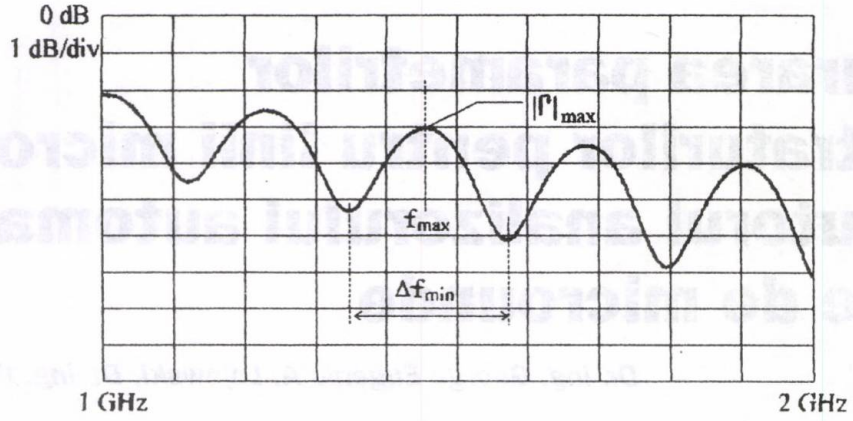



Figura 1 - Măsurarea proprietăților dielectricului cu ajutorul unui analizor automat de rețele, folosind o linie eșantion terminată în scurtcircuit.

Măsurarea parametrilor de material la frecvențe din domeniul microundelor poate fi realizată prin diferite procedee. Dintre acestea, unele se bazează pe efectul dielectricului asupra constantei de propagare pe o linie ($\varepsilon_r$ afectează viteza de fază și deci lungimea de undă, iar pierderile $\delta$ determină constanta de atenuare $\alpha$ ); alte metode de măsură se bazează pe evidențierea efectelor dielectricului asupra unui rezonator ($\varepsilon_r$ afectează frecvența de rezonanță, iar $\delta$ determină factorul de calitate al rezonatorului).

## 2. Măsurarea parametrilor dielectricului folosind o linie eșantion

Un procedeu simplu de măsurare a parametrilor dielectricului constă în măsurarea unui eșantion de linie, terminată în scurtcircuit, realizată cu dielectricul respectiv.

Pentru determinarea parametrilor dielectricului, se măsoară cu ajutorul unui analizor automat de rețele (ANA) - vectorial sau scalar - modulul coeficientului de reflexie $\Gamma$ al acestui uniport, în raport cu impedanța de referință a sistemului de măsură (50 $\Omega$ ), într-o bandă largă de frecvențe. Impedanța caracteristică a eșantionului poate fi arbitrară (diferită de 50 $\Omega$ , dar cunoscută), iar lungimea liniei se alege astfel încât să fie de câteva ori mai mare decât jumătatea lungimii de undă, la frecvența minimă de interes.

Aspectul caracteristic al rezultatului unei astfel de măsurări este prezentat în figura 1.

Din rezultatele experimentale astfel obținute pot fi deduse (v. anexa) relațiile :

$$\varepsilon_r' = \left( \frac{c_o}{2\, l\, \Delta f_{min}} \right)^2 \qquad (1)$$

$$\alpha = \frac{1}{2\,l} \ln \frac{1 - r\,|\Gamma|_{max}}{|\Gamma|_{max} - r} \qquad (2)$$

$$\varepsilon_r'' = \frac{\alpha\, c_o \sqrt{\varepsilon_r'}}{\pi\, f_{max}} \qquad (3)$$

unde :

$$r = \left| \frac{k-1}{k+1} \right| , \quad k = \frac{Z_c}{Z_o}$$

În aceste relații s-a folosit noțiunea de permitivitate relativă complexă a dielectricului:

$$\varepsilon_r = \varepsilon_r' - j\,\varepsilon_r'' = \varepsilon_r'(1 - j\,tg\,\delta_d) = \varepsilon_r'(1 - j\frac{1}{Q_d}),$$

iar impedanța caracteristică $Z_c$ a liniei eșantion este considerată cunoscută în momentul măsurării (această impedanță caracteristică poate fi eventual măsurată în prealabil, cu același analizor).

Dacă linia are un dielectric omogen (linie coaxială, strip etc.), atunci mărimile obținute din relațiile (1)-(3) sunt chiar parametrii dielectricului. Soluția constructivă cea mai simplă și mai economică pentru eșantion este însă linia microstrip, pentru care dielectricul nu este omogen (o parte din câmp se propagă prin aer, restul prin dielectricul substratului, v.fig. 2); în această situație, mărimea $\varepsilon_r'$ obținută din (1) trebuie interpretată drept o valoare echivalentă, efectivă, a permitivității, mărime legată, prin definiție, de viteza de fază cu care are loc propagarea pe linie:

$$\varepsilon_{r\,ef} = \frac{c_0}{V_\Phi} .$$

La o linie microstrip, viteza de fază depinde de constanta dielectrică a substratului ( $\varepsilon_r'$ ), dar și de dimensiunile geometrice ale liniei (raportul w/h,

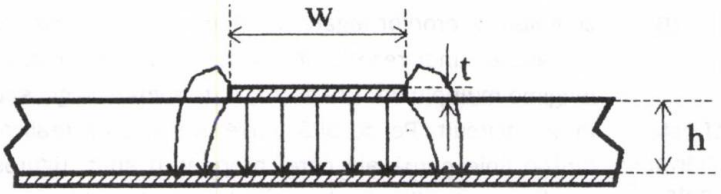



Figura 2 - Notații folosite la definirea geometriei unei linii microstrip

grosimea t), [1]. Cunoscând dimensiunile geometrice transversale ale liniei și permitivitatea $\varepsilon_r$ a substratului, cu ajutorul relațiilor existente în literatura de specialitate, [1], [3], se poate determina valoarea permitivității efective $\varepsilon_{r\,ef}$ ; aceleași relații pot fi utilizate și în sens invers, permițând determinarea permitivității $\varepsilon_r$ a substratului liniei eșantion, din valoarea măsurată $\varepsilon_{r\,ef}$ a permitivității efective.

## 3. Măsurarea parametrilor dielectricului cu ajutorul unui rezonator

Acest procedeu de măsurare a proprietăților unui dielectric face apel la măsurarea frecvenței de rezonanță și a factorului de calitate ale unui rezonator eșantion, alcătuit dintr-o porțiune le linie.

De regulă, pentru a se evita erorile datorate efectelor de capăt, se preferă măsurarea unui rezonator cu undă progresivă, în formă de inel (fig. 3).

Măsurând cu un analizor de rețele (vectorial sau scalar), într-o bandă largă de frecvențe, variația coeficientului de reflexie al uniportului, se obține o curbă pe care pot fi observate rezonanțele succesive ale inelului (fig. 4). În acest caz, pentru determinarea proprietăților dielectricului liniei pot fi aplicate formulele (v. anexa ):

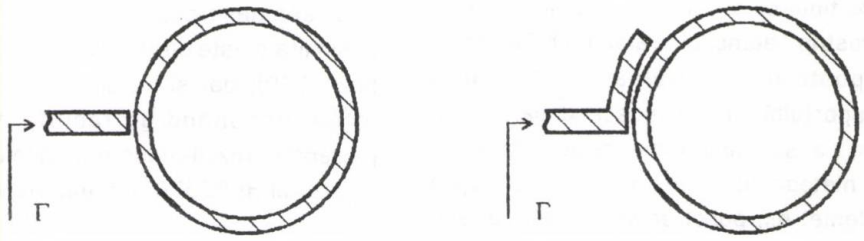



Figura 3 - Rezonatoare microstrip în inel, folosite la măsurarea proprietăților dielectricului

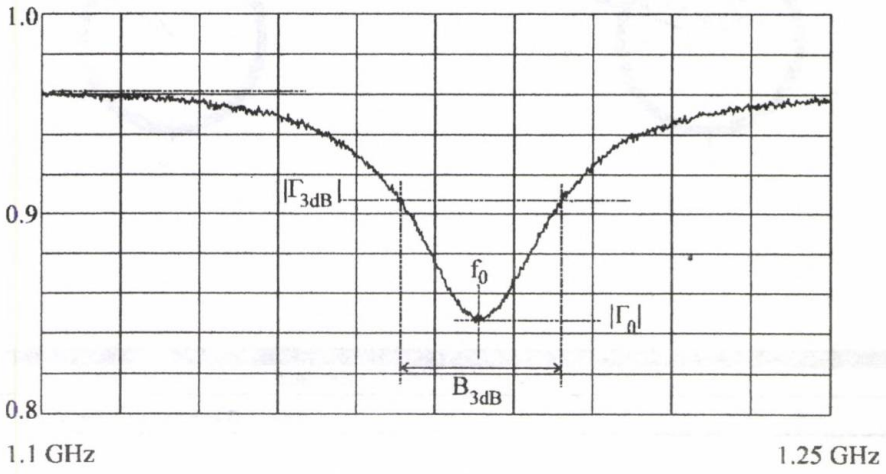



Figura 4 - Variația cu frecvența a coeficientului de reflexie, pentru un circuit de tipul celor din figura 3

$$\varepsilon_r = \left(\frac{c_0}{l\Delta f}\right)^2 \quad (4)$$

$$\frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} = \operatorname{tg}\delta_d = \frac{1}{Q_d} = \frac{B_{3dB}}{f_o} \quad (5)$$

unde l este lungimea axei mediane a inelului, $\Delta f$ este ecartul de frecvență dintre două rezonanțe consecutive, iar $B_{3dB}$ corespunde înjumătățirii puterii în rezonator; această bandă poate fi determinată pe graficul din figura 4 la o anumită ordonată, corespunzând unei anumite valori, $|\Gamma_{3dB}|$ a coeficientului de reflexie

$$|\Gamma_{3dB}| = \sqrt{\frac{|\Gamma_\infty|^2 + |\Gamma_o|^2}{2}} \quad (6)$$

în care $\Gamma_o$ și $\Gamma_\infty$ sunt valorile coeficientului de reflexie măsurate la frecvența de rezonanță. Dacă pierderile cuplajului și ale liniei de acces sunt foarte mici, atunci $|\Gamma_\infty| \approx 1$.

Desigur că și în cazul acestei metode mărimea rezultată din relația (4) este, de fapt, valoarea efectivă, $\varepsilon_{r\,ef}$, a cnstantei dielectrice. Dacă linia utilizată este de tipul celor cu dielectric neomogen - cazul liniei microstrip - atunci din valoarea măsurată a lui $\varepsilon_{r\,ef}$ se poate deduce valoarea constantei dielectrice a suportului, $\varepsilon_r$, cunoscând parametrii geometrici w/h, t ai secțiunii transversale a liniei.

În general, metoda de rezonanță este superioară metodei precedente, din punct de vedere al preciziei determinărilor. Forma de inel a rezonatorului nu este obligatorie, dar rezonatorul în inel permite evitarea completă a erorilor legate de elementele parazite de la capătul unui rezonator clasic, cum ar fi linia de lungime multiplu de $\lambda/2$ sau $\lambda/4$, terminată în gol sau în scurtcircuit. Pe de altă parte, inelul este realizat dintr-o linie curbă ale cărei proprietăți sunt, riguros vorbind, puțin diferite de cele ale unei linii drepte cu aceeași lungime a axului median; aceasta reprezintă, în final, o altă sursă de erori. Cu cât raza de curbură este mai mare cu atât eroarea este mai redusă, ceea ce înseamnă, practic, folosirea unui inel de dimensiuni mari față de lungimea de undă; la un rezonator prea mare, pot însă să apară probleme în determinarea corectă a valorilor $\Gamma_o$, $\Gamma_\infty$, $\Gamma_{3dB}$, din cauza rezonanțelor prea apropiate care se interinfluențează.

## 4. Măsurarea parametrilor dielectricului în domeniul timp

O metodă rapidă de evaluare a parametrilor materialului poate fi și aceea de a urmări propagarea unui semnal treaptă pe o linie eșantion. Această posibilitate este oferită de reflectometrele în domeniul timp (TDR), dar și de unele analizoare vectoriale de rețea dispunând de facilitatea suplimentară a prezentării rezultatelor în domeniul timp (de exemplu, analizorul HP8357C al firmei Hewlett-Packard).

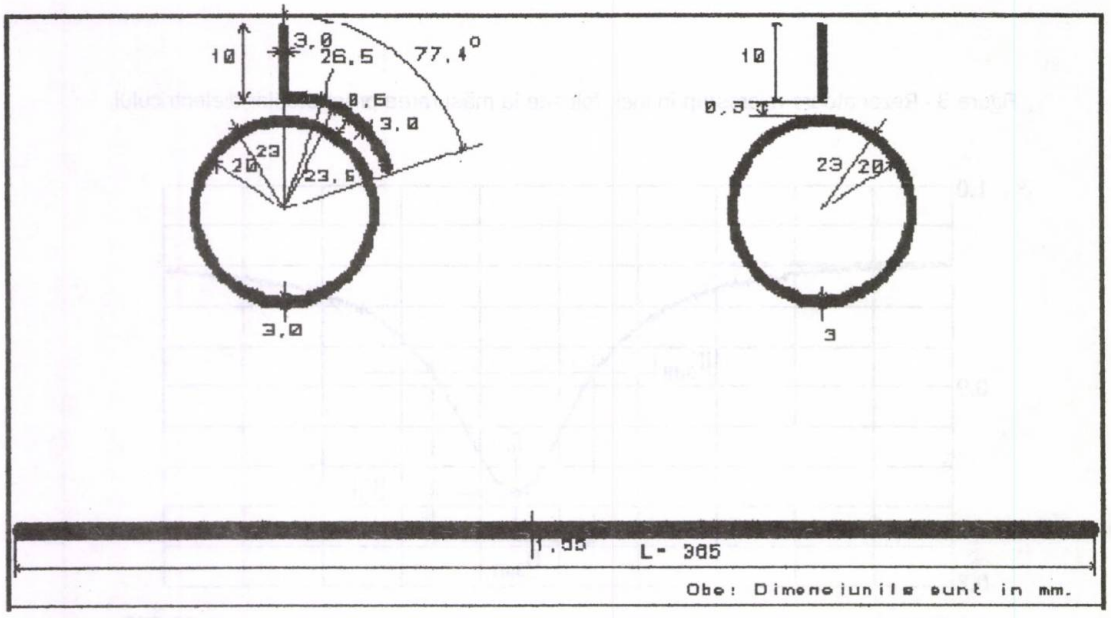



Figura 5 - Layout pentru eșantioanele de test, obținut cu programul APPCAD

## 5. Rezultate experimentale

Măsurătorile au fost efectuate asupra unor linii eşantion şi rezonatoare obţinute prin tehnologia substractivă de realizare a cablajelor imprimate, una dintre cele mai comune tehnologii utilizate în electronică. Layout-ul care a stat la bază (v.fig. 5) a fost elaborat folosindu-se un program CAD din familia CADSTAR.

Versiunea utilizată, CADSTAR7, asigură în proiectare o rezoluţie de 1 mil. şi permite practic realizarea oricăror geometrii impuse structurilor de test, fiind unul dintre programele performante ce pot rula pe calculatoarele personale.

Măsurând un eşantion de linie microstrip cu lungimea l = 365 mm şi lăţimea w = 1,6 mm, pe un suport de grosime h = 1,6 mm (v.fig. 5), linie a cărei impedanţă caracteristică, măsurată în prealabil, este $Z_C = 70\ \Omega$, s-au obţinut rezultatele din figura 1.

Din prelucrarea acestor rezultate se obţin:

- la frecvenţa de 1,2 GHz :

$\Delta f_{min} = 0{,}225 GHz$

$|\Gamma_{max}| = -2{,}56 dB = 0{,}7447$

de unde rezultă:

$\varepsilon_{r\,ef} = 3{,}336$

$\alpha = 0{,}569\ Np / m$

$Q = 41{,}5$

- la frecvenţa de 2,7 GHz :

$\Delta f_{min} = 0{,}225 GHz$

$|\Gamma_{max}| = -2{,}56 dB = 0{,}7447$

de unde rezultă :

$\varepsilon_{r\,ef} = 3{,}367$

$\alpha = 1{,}252\ Np / m$

$Q = 39{,}6$

Cu ajutorul programului aplicativ APPCAD, din aceste rezultate se obţine:

$$\varepsilon_r = \begin{cases} 4{,}63\ (Q = 41{,}5)\ , \text{la } f = 1{,}2 GHz \\ 4{,}64\ (Q = 39{,}6)\ , \text{la } f = 2{,}7 GHz \end{cases}$$

Măsurând un rezonator eşantion în inel, alcătuit dintr-o linie microstrip de lăţime w = 3 mm, pe acelaşi substrat (vezi fig. 5), s-au obţinut reazultatele din figura 4. Din prelucrarea lor se obţine:

$\Delta f = 1{,}184 GHz$

$|\Gamma_\infty| = 0{,}96$

$|\Gamma_o| = 0{,}85$

de unde rezultă :

$\varepsilon'_{r\,ef} = 3{,}518, \quad Q = 41$

Cu ajutorul APPCAD, se obţine :

$\varepsilon'_r = 4{,}64$

## 6. Concluzii

Metodele de măsură prezentate dovedesc o precizie şi o repetabilitate remarcabilă a rezultatelor.

Testele efectuate arată că în prezent există posibilitatea de a concepe şi realiza în ţară circuite de microunde cu performanţe acceptabile şi cu preţ ede cost redus, prin folosirea unor materiale de uz curent, mai puţin costisitoare (desigur, cu excepţia aplicaţiilor care reclamă rezonatoare cu factor de calitate foarte ridicat: filtre de bandă foarte îngustă, oscilatoare foarte stabile etc.). De asemenea, trebuie menţionat faptul că actuala dotare tehnologică existentă în unele întreprinderi în care se realizează cablaje imprimate (FELIX S.A., ELECTRONICA S.A., etc.) poate asigura precizia necesară în execuţie pentru multe dintre aplicaţiile curente.

## ANEXĂ

O linie cu pierderi, de lungime l şi de impedanţă caracteristică Z, terminată în scurtcircuit, are o impedanţă normată de intrare:

$$z_i = k\ \text{th}\,\gamma l = k\,\text{th}\,(\alpha l + j\beta l) = k\,\frac{\text{th}\,\alpha l + \text{tg}\,\beta l}{1 + j\,\text{th}\,\alpha l \cdot \text{tg}\,\beta l},$$

unde s-a notat $k = Z/Z_0$, iar $\alpha$ şi $\beta$ sunt constanta de atenuare, respectiv constanta de defazare referitoare la propagarea pe linie. De aici rezultă expresia coeficientului de reflexie, $\Gamma$, de la intrarea în linie :

$$\Gamma = \frac{z_i - 1}{z_i + 1} = \frac{(k\,\text{th}\,\alpha l - 1) + j\text{tg}\,\beta l\,(k - \text{th}\,\alpha l)}{(k\,\text{th}\,\alpha l + 1) + j\text{tg}\,\beta l\,(k + \text{th}\,\alpha l)}$$

Pătratul modulului acestui coeficient de reflexie este:

$$|\Gamma|^2 = \frac{(k\,\text{th}\,\alpha l - 1)^2 + \text{tg}^2\beta l\,(k - \text{th}\,\alpha l)^2}{(k\,\text{th}\,\alpha l + 1)^2 + \text{tg}^2\,\beta l\,(k + \text{th}\,\alpha l)^2}$$

şi, evident, depinde de frecvenţă prin intermediul constantei de defazare $\beta$.

Frecvenţele la care această funcţie prezintă valori extreme sunt:

$$f_{extr1} = \frac{N c_o \sqrt{\varepsilon_r}}{2l}, \quad f_{extr2} = \frac{\left(N + \frac{1}{2}\right) c_o \sqrt{\varepsilon_r}}{2l}, \quad N = 1, 2, \ldots$$

Considerând două extreme (minime) consecutive, din relaţia de mai sus rezultă (1).

Valorile extreme ale funcției au expresiile :

$$|\Gamma|_{tg\beta l=0} = \frac{|1 - k \operatorname{th} \alpha l|}{|1 + k \operatorname{th} \alpha l|},$$

$$|\Gamma|_{tg\beta l=\infty} = \frac{\left|1 - \frac{1}{k} \operatorname{th} \alpha l\right|}{\left|1 + \frac{1}{k} \operatorname{th} \alpha l\right|},$$

una dintre expresiile de mai sus reprezentând o valoare maximă, iar cealaltă - o valoare minimă.

Pentru $k > 1$, valoarea maximă a modulului coeficientului de reflexie este

$$|\Gamma|_{max} = \frac{k - \operatorname{th} \alpha l}{k + \operatorname{th} \alpha l},$$

iar pentru $k < 1$, valoarea maximă este :

$$|\Gamma|_{max} = \frac{1 - k \operatorname{th} \alpha l}{1 + k \operatorname{th} \alpha l}$$

După câteva calcule simple, pentru oricare dintre cele două situații posibile (Z mai mare sau mai mic decât $Z_0$) se obține aceeași expresie pentru constanta de atenuare (relația (2) ) :

$$\alpha = \frac{1}{2l} \ln \frac{1 - |r| \, |\Gamma|_{max}}{|\Gamma|_{max} - |r|},$$

unde

$$r = \frac{k - 1}{k + 1}.$$

Relația (3) rezultă imediat din expresia cunoscută a factorului de calitate intrinsec al liniei :

$$Q = \frac{\pi}{\alpha \lambda}$$

Pentru rezonatorul în inel, relația (4) este, de fapt, o condiție de rezonanță, condiție care exprimă faptul că la frecvența de rezonanță lungimea rezonatorului este un multiplu al lungimii de undă.

La frecvența de rezonanță, puterea absorbită de rezonator este proporțională cu mărimea:

$$P_o = 1 - |\Gamma_o|^2,$$

iar departe de rezonanță puterea este proporțională cu mărimea

$$P_\infty = 1 - |\Gamma_\infty|^{2\hat{A}.}$$

În consecință, înjumătățirea puterii în rezonator corespunde unei anumite valori a coeficientului de reflexie, $\Gamma_{3dB}$ , conform relației:

$$\frac{P_o + P_\infty}{2} = 1 - \frac{|\Gamma_o|^2 + |\Gamma_\infty|^2}{2} = 1 - |\Gamma_{3dB}|^2,$$

de unde rezultă expresia (6).

BIBLIOGRAFIE

[1]. Edwards, T.C. - Foundations for Microstrip Circuit Design. J.Wiley&Sons, N.Y., 1981
[2]. Sucher, M., Fox, J. - Handbook of Microwave Measurements Polyt. Press, Brooklyn, 1963
[3]. Lojewski, G. - Linii de transmisiune pentru frecvențe înalte. Ed. Tehnică, București, 1996
[4]. Nyfors, E. - Industrial Microwave Sensors. Artech House, N.J. 1989
[5]. Fooks, E.H., Zakarevicius, R.A. - Microwave Engineering Using Microstrip Circuits. Prentice Hall, N.Y., 1990

# 128-State, Rate-4/5 Rotationally Invariant Trellis Code with 4-D Rectangular Signal Constellation Having a Coding Gain of 5.63 dB

***Dr. Eng. Corneliu Eugen D. Sterian*** *

*Index terms: Trellis-Coded Modulation, Rotational Invariance, Multidimensional Rectangular Signal Constellation.*

*Abstract: Using the well known method elaborated by Lee-Fang Wei, a rather complex 128-state, rate-4/5 rotationally invariant trellis code with 4-D signal constellation partitioned into 32 subsets has been designed. All the steps designing procedure is going through are detailed. The trellis code offers a coding gain of 5.63 dB, which may also be obtained with only half the number of states (i.e., 64) but with 128 states the multiciplity of trellis paths is halved, which has favourable impact on the decoding.*

## I. INTRODUCTION

In his fundamental work [1], Wei gives the best known method of constructing trellis codes with multidimensional rectangular signal constellations. It has been adopted for use in the **V. 34** 28.8 kbit/s modem standard [2,3]. The Wei method has also been used by Tretter to design a 8-D trellis code for transmitting 4 bits per signaling interval with a higher coding gain compared to a 2-D trellis-coded modulation (TCM) scheme designed by the same Wei and adapted in the **ITU V.32 Recommendation** [4]. Specific to Wei's method is that for transmitting $b$ information bits per signaling interval the *2-D* constituent constellation of the *2N-D* signal set has $2^b$ **inner points**, which is the size of the constellation used by the *2-D* uncoded reference system, and $2^b/N$ **outer points** which provide for the redundancy necessary for the error control. A *2N-D* point is a concatenation of $N$ *2-D* points, among which at most one is an outer point. There are $2^{Nb}$ *2N-D* points comprising only *2-D* inner points and an equal number of points which include a single outer *2-D* point. For each constituent *2-D* constellation, the subset of the inner points is used *2N-1* times as often as the subset of the outer points. As the number of outer points is $2^b/N$, clearly $N$ must be an integer power of two. Practically, this limits the method to *4-D* and *8-D* cases. In order to design *6-D* and *12-D* trellis codes, the method of Wei has been extended to $N$ not a power of two [5,6,7,8].

In his original work [1], Wei gave three ilustrative examples: two *4-D* and an *8-D* trellis codes. A *4-D* and the *8-D* trellis code are based on partitioning the *2-D* constituent signal constellation into four subsets. Another *4-D* trellis code is based on partitioning the *2-D* constituent constellation into eight subsets, which results into partitioning the *4-D* signal set into 32 subsets. For this case, a rate-4/5 convolutional encoder is needed. In his example, Wei considers a 64-state systematic feedback convolutional encoder. In this paper, we design a 128-state rotationally invariant trellis code.

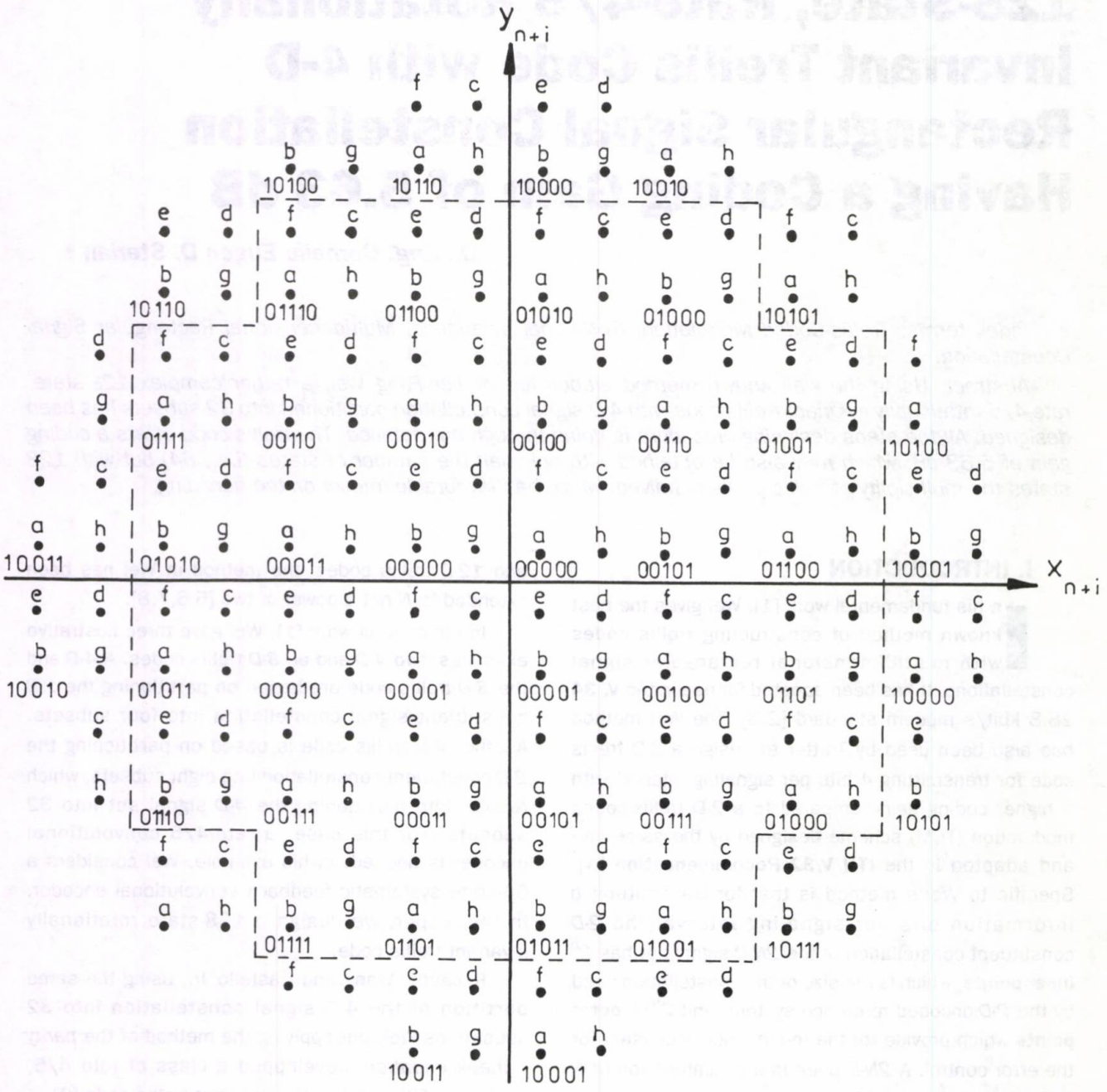
Recently, Wang and Castello Jr., using the same partition of the 4-D signal constellation into 32 subsets as Wei, but applying the method of the *parity - cheek equation,* developped a class of rate 4/5, nonlinear, fully rotationally invariant trellis code [9].

## II. THE SIGNAL CONSTELLATION AND ITS PARTITION

As in [1], we consider $b = 7$; that is, seven information bits are transmitted per signaling interval. The *2-D* constituent constellation of the *4-D* signal set is shown in Fig. 1.

This is different from Fig. 3 in [1]. In fact, it is the constellation used by Wei rotated by $45^o$. The

* ROMTELECOM R.A.




Number beneath each point: $Z3_{n+i} \cdot Z4_{n+i} \cdot Z5_{n+i} \cdot Z6_{n+i} \cdot Z7_{n+i}$ $(i = 0,1)$

Figure 1 - 192 - point 2-D constellation partitioned into eight subsets

advantage of using the contellation of Fig. 1 is that only seven (with both signs) values of the coordinates are needed, compared to 12 for the constellation used by Wei. The points of the *2-D* signal constellation belong to the set $(2\mathbb{Z} + 1)^2$, where $\mathbb{Z}$ is the set of integres, for which the **Minimum Squared Euclidian Distance (MSED)** equals 4. Let $\delta_o^2 = 4$. The signal constellation has 192 points and is partitioned into eight subsets as follows :

$A = (8\mathbb{Z} + 1)^2 \cup (8\mathbb{Z} + 5)^2$
$B = (8\mathbb{Z} + 1)(8\mathbb{Z} + 5) \cup (8\mathbb{Z} + 5)(8\mathbb{Z} + 1)$
$C = (8\mathbb{Z} + 3)^2 \cup (8\mathbb{Z} + 7)^2$
$D = (8\mathbb{Z} + 3)(8\mathbb{Z} + 7) \cup (8\mathbb{Z} + 7)(8\mathbb{Z} + 3)$
$E = (8\mathbb{Z} + 1)(8\mathbb{Z} + 7) \cup (8\mathbb{Z} + 5)(8\mathbb{Z} + 3)$
$F = (8\mathbb{Z} + 1)(8\mathbb{Z} + 3) \cup (8\mathbb{Z} + 5)(8\mathbb{Z} + 7)$
$G = (8\mathbb{Z} + 7)(8\mathbb{Z} + 1) \cup (8\mathbb{Z} + 3)(8\mathbb{Z} + 5)$
$H = (8\mathbb{Z} + 3)(8\mathbb{Z} + 1) \cup (8\mathbb{Z} + 7)(8\mathbb{Z} + 5)$

(1)

Rotating the *2-D* subsets successively by 90° clockwise results in the following transformations :

$A \rightarrow E \rightarrow C \rightarrow G \rightarrow A$

$B \rightarrow F \rightarrow D \rightarrow H \rightarrow B$

The Minimum Squared Euclidian Distance (MSED) between these eight subsets are given in Table 1.

Table 1. The Minimum Squared Euclidian Distance between the 2-D subsets (times $\delta_o^2$ ).

| | A | B | C | D | E | F | G | H |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A | 8 | 4 | 2 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| B | 4 | 8 | 2 | 2 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| C | 2 | 2 | 8 | 4 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| D | 2 | 2 | 4 | 8 | 1 | 1 | 1 | 1 |
| E | 1 | 1 | 1 | 1 | 8 | 4 | 2 | 2 |
| F | 1 | 1 | 1 | 1 | 4 | 8 | 2 | 2 |
| G | 1 | 1 | 1 | 1 | 2 | 2 | 8 | 4 |
| H | 1 | 1 | 1 | 1 | 2 | 2 | 4 | 8 |

Using these eight *2-D* subsets, $8^2 = 64$ *4-D* types may be defined, each corresponding to a concatenation of a pair of *2-D* subsets, and denoted as: *(A,A), (A,B),...,and (H,H).* The sixty four types are then grouped into 32 subsets as follows:

$S0 = (A,A) \cup (B,B)$
$S1 = (A,E) \cup (B,F)$
$S2 = (A,B) \cup (B,A)$
$S3 = (A,F) \cup (B,E)$
$S4 = (A,C) \cup (B,D)$
$S5 = (A,G) \cup (B,H)$
$S6 = (A,D) \cup (B,C)$
$S7 = (A,H) \cup (B,G)$
$S8 = (E,E) \cup (F,F)$
$S9 = (E,C) \cup (F,D)$
$S10 = (E,F) \cup (F,E)$
$S11 = (E,D) \cup (F,C)$
$S12 = (E,G) \cup (F,H)$
$S13 = (E,A) \cup (F,B)$
$S14 = (E,H) \cup (F,G)$
$S15 = (E,B) \cup (F,A)$
$S16 = (C,C) \cup (D,D)$
$S17 = (C,G) \cup (D,H)$
$S18 = (C,D) \cup (D,C)$
$S19 = (C,H) \cup (D,G)$
$S20 = (C,A) \cup (D,B)$
$S21 = (C,E) \cup (D,F)$
$S22 = (C,B) \cup (D,A)$
$S23 = (C,F) \cup (D,E)$
$S24 = (G,G) \cup (H,H)$
$S25 = (G,A) \cup (H,B)$
$S26 = (G,H) \cup (H,G)$
$S27 = (G,B) \cup (H,A)$
$S28 = (G,E) \cup (H,F)$
$S29 = (G,C) \cup (H,D)$
$S30 = (G,F) \cup (H,E)$
$S31 = (G,D) \cup (H,C)$

(2)

The grouping has been done in such a way as to have the MSED of every 4-D subset equal to $8\delta_o^2$ . Successive rotations by 90° clockwise of the 2-D subsets are producing the following transformations of the *4-D* subsets :

$Si \rightarrow S(i + 8) \rightarrow S(i + 16) \rightarrow S(i + 24) \rightarrow Si$

$i = 0,...,7$

The *4-D* subsets are grouped into eight subfamilies with $MSED = 4\delta_o^2$ as follows :

$SF0 = S0 \cup S2 \cup S16 \cup S18$
$SF2 = S4 \cup S6 \cup S20 \cup S22$
$SF4 = S8 \cup S10 \cup S24 \cup S26$
$SF6 = S12 \cup S14 \cup S28 \cup S30$

$SF1 = S1 \cup S3 \cup S17 \cup S19$
$SF3 = S5 \cup S7 \cup S21 \cup S23$
$SF5 = S9 \cup S11 \cup S25 \cup S27$
$SF7 = S13 \cup S15 \cup S29 \cup S31$

(3)

The subfamilies are further grouped into two families *F0* and *F1* with $MSED = 2\delta_o^2$ as follows :

$F0 = SF0 \cup SF2 \cup SF4 \cup SF6$
$F1 = SF1 \cup SF3 \cup SF5 \cup SF7$

(4)

## III. THE CONVOLUTIONAL ENCODER

Five bits are needed to select one out of 32 *4-D* subsets. Therefore, the convolutional encoder must have the rate 4/5. In [1], a 64-state convolutional encoder is used. We will use here a convolutional encoder with a number of states two times larger, i.e., 128. Denote these states from 0 to 127. Following Wei [1], we are using a systematic feedback convolutional encoder, that is, the four input bits are taken directly to the output. Actually, a single bit, $Y0_n$, is convolutionally encoded; it depends on the input bits $I1_n$, $I2_n$, $I3_n$, $I4_n$, and the seven state variables $W1_n$, $W2_n$, $W3_n$, $W4_n$, $W5_n$, $W6_n$ and $W7_n$.

The convolutional encoder may be described by the transitions from the current state $W1_nW2_nW3_nW4_nW5_nW6_nW7_n$ to the next state $W1_{n+2}W2_{n+2}W3_{n+2}W4_{n+2}W5_{n+2}W6_{n+2}W7_{n+2}$. Partition the set of 128 originating states into eight subsets as follows:

$\sum 0 = \{\mathbf{0}, \mathbf{8}, 16, 24, 32, 40, 48, 56, 64, 72, 80, 88, 96, 104, 112, 120\}$
$\sum 1 = \{1, 9, \mathbf{17}, \mathbf{25}, 33, 41, 49, 57, 65, 73, 81, 89, 97, 105, 113, 121\}$
$\sum 2 = \{2, 10, 18, 26, \mathbf{34}, \mathbf{42}, 50, 58, 66, 74, 82, 90, 98, 106, 114, 122\}$
$\sum 3 = \{3, 11, 19, 27, 35, 43, \mathbf{51}, \mathbf{59}, 67, 75, 83, 91, 99, 107, 115, 123\}$
$\sum 4 = \{4, 12, 20, 28, 36, 44, 52, 60, \mathbf{68}, \mathbf{76}, 84, 92, 100, 108, 116, 124\}$
$\sum 5 = \{5, 13, 21, 29, 37, 45, 53, 61, 69, 77, \mathbf{85}, \mathbf{93}, 101, 109, 117, 125\}$
$\sum 6 = \{6, 14, 22, 30, 38, 46, 54, 62, 70, 78, 86, 94, \mathbf{102}, \mathbf{110}, 118, 126\}$
$\sum 7 = \{7, 15, 23, 31, 39, 47, 55, 63, 71, 79, 87, 95, 103, 111, \mathbf{119}, \mathbf{127}\}$

(5)

Partition also the set of 128 destination states into eight subsets into eight subsets as follows:

$\sum 0' = \{\mathbf{0}, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, \mathbf{8}, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15\}$
$\sum 1' = \{16, \mathbf{17}, 18, 19, 20, 21, 22, 23, 24, \mathbf{25}, 26, 27, 28, 29, 30, 31\}$
$\sum 2' = \{32, 33, \mathbf{34}, 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, \mathbf{42}, 43, 44, 45, 46, 47\}$
$\sum 3' = \{48, 49, 50, \mathbf{51}, 52, 53, 54, 55, 56, 57, 58, \mathbf{59}, 60, 61, 62, 63\}$
$\sum 4' = \{64, 65, 66, 67, \mathbf{68}, 69, 70, 71, 72, 73, 74, 75, \mathbf{76}, 77, 78, 79\}$
$\sum 5' = \{80, 81, 82, 83, 84, \mathbf{85}, 86, 87, 88, 89, 90, 91, 92, \mathbf{93}, 94, 95\}$
$\sum 6' = \{96, 97, 98, 99, 100, 101, \mathbf{102}, 103, 104, 105, 106, 107, 108, 109, \mathbf{110}, 111\}$
$\sum 7' = \{112, 113, 114, 115, 116, 117, 118, \mathbf{119}, 120, 121, 122, 123, 124, 125, 126, \mathbf{127}\}$

(6)

When the convolutional encoder is feeded with input bits, it goes through its states following some allowed paths. These paths are formed by the allowed state transitions. For our code, the state transitions are as follows:

$\sum 0 \rightarrow \sum 0'$
$\sum 1 \rightarrow \sum 1'$
$\sum 2 \rightarrow \sum 2'$
$\sum 3 \rightarrow \sum 3'$
$\sum 4 \rightarrow \sum 4'$
$\sum 5 \rightarrow \sum 5'$
$\sum 6 \rightarrow \sum 6'$
$\sum 7 \rightarrow \sum 7'$

That is, there are transitions between every state in a left side set and any state in the corresponding right side set.

The association of *4-D* subsets with the state transitions satisfies the following three requirements:

**R1.** The *4-D* subsets associated with transitions originating from a state are different from each other and belong to the same *4-D* family *F0* or *F1*, and likewise for the *4-D* subsets associated with the transitions leading to a state.

**R2.** The *MSED* between two allowed sequences of *4-D* subsets corresponding to two distinct trellis paths is at least $5\delta_0^2$. Actually, this is given by three succesive state transitions.

**R3.** Three one-to-one functions $f_1$, $f_2$ and $f_3$, which map every state of the trellis encoder into another state and correspond to 90°, 180°, and 270° clockwise rotations, respectively, may be defined so that the following statement is valid. Denote $X$ as the *4-D* subset associated with the transition from the current state $i$ to the next state $j$, and $Y$ as the *4-D*

**Table 2. The reduced labels associated with transitions originating in $\sum 0$ and leading to $\sum 0'$:**

| | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 2 | 4 | 6 | 8 | 10 | 12 | 14 | 1 | 3 | 5 | 7 | 9 | 11 | 13 | 15 |
| 8 | 8 | 10 | 12 | 14 | 0 | 2 | 4 | 6 | 9 | 11 | 13 | 15 | 1 | 3 | 5 | 7 |
| 16 | 4 | 6 | 0 | 2 | 12 | 14 | 8 | 10 | 5 | 7 | 1 | 3 | 13 | 15 | 9 | 11 |
| 24 | 12 | 14 | 8 | 10 | 4 | 6 | 0 | 2 | 13 | 15 | 9 | 11 | 5 | 7 | 1 | 3 |
| 32 | 1 | 3 | 5 | 7 | 9 | 11 | 13 | 15 | 0 | 2 | 4 | 6 | 8 | 10 | 12 | 14 |
| 40 | 9 | 11 | 13 | 15 | 1 | 3 | 5 | 7 | 8 | 10 | 12 | 14 | 0 | 2 | 4 | 6 |
| 48 | 5 | 7 | 1 | 3 | 13 | 15 | 9 | 11 | 4 | 6 | 0 | 2 | 12 | 14 | 8 | 10 |
| 56 | 13 | 15 | 9 | 11 | 5 | 7 | 1 | 3 | 12 | 14 | 8 | 10 | 4 | 6 | 0 | 2 |
| 64 | 2 | 0 | 15 | 13 | 10 | 8 | 7 | 5 | 3 | 1 | 14 | 12 | 11 | 9 | 6 | 4 |
| 72 | 10 | 8 | 7 | 5 | 2 | 0 | 15 | 13 | 11 | 9 | 6 | 4 | 3 | 1 | 14 | 12 |
| 80 | 6 | 4 | 11 | 9 | 14 | 12 | 3 | 1 | 7 | 5 | 10 | 8 | 15 | 13 | 2 | 0 |
| 88 | 14 | 12 | 2 | 1 | 6 | 4 | 11 | 9 | 15 | 13 | 2 | 0 | 7 | 5 | 10 | 8 |
| 96 | 3 | 1 | 14 | 12 | 11 | 9 | 6 | 4 | 2 | 0 | 15 | 13 | 10 | 8 | 7 | 5 |
| 104 | 11 | 9 | 6 | 4 | 3 | 1 | 14 | 12 | 10 | 8 | 7 | 5 | 2 | 0 | 15 | 13 |
| 112 | 7 | 5 | 10 | 8 | 15 | 13 | 2 | 0 | 6 | 4 | 11 | 9 | 14 | 12 | 3 | 1 |
| 120 | 15 | 13 | 2 | 0 | 7 | 5 | 10 | 8 | 14 | 12 | 3 | 1 | 6 | 4 | 11 | 9 |

subset obtained when $X$ is rotated by 90°, 180°, and 270° clockwise. Then $Y$ is associated with the transition from the current state $f_k(i)$ to the next state $f_k(j)$, $k = 1,2$ and 3, respectively.

The *4-D* subsets which belong to *F0* family are associated with even originating states and the *4-D* subsets which belong to *F1* are associated with odd originating states.

As we will show in the next section, the input bits $I3_n$ and $I4_n$ are differentially encoded into $I3_n'$ and $I4_n'$. The index $i$ of a *4-D* subset is given by the formula:

$$i = 16I4_n + 8I3_n' + 4I2_n + 2I1_n + Y0_n \quad (7)$$

According to the rule above, for the *4-D* subsets belonging to *F0*, we have:

$$Y0_n = W7_n = 0 \quad (8)$$

but for the *4-D* subsets belonging to *F1* we have:

$$Y0_n = W7_n = 1 \quad (9)$$

In this paper, we introduce the notion of reduced label, which in our case is given by:

$$l = 8I4_n' + 4I3_n' + 2I2_n + I1_n \quad (10)$$

We see that two different *4-D* subsets, one belonging to *F0* and another one belonging to *F1*, the difference being in the least significant bit $Y0_n$ of the label $i$, have the same reduced label $l$.

In Table 2, we show the reduced labels associated with state transitions originating in $\sum 0$ and leading to $\sum 0'$. The same reduced labels are also associated with the state transitions originating in $\sum 1$ and leading to $\sum 1'$.

It may be verified that all the paths having the same originating states and the same destination states formed by two successive transitions have *MSED* between them equal to $8\delta_0^2$ (for instance 0 –> 0 –> 0 and 0 –> 8 –> 0 ). However, there are paths with three consecutive transitions which have the same originating states and the same destination states having *MSED* between them equal to $5\delta_0^2$ (for example 0 –> 1 –> 16 –> 3 and 0 –> 2 –> 32 –> 3 ).

The three one-to-one functions $f_1$, $f_2$, and $f_3$ may be derived as follows. When rotated by 90°, 180°, and 270° clockwise, a *4-D* subset remains in the same family, *F0* or *F1*. Suppose now a *4-D* subset $X$ is associated with a transition from the set $\sum 0 \rightarrow \sum 0'$. Then, when rotated by 90° clockwise, $\sum 0$ must go into $\sum 2$ and $\sum 0'$ into $\sum 2'$. When rotated by 180°, $\sum 0$ must go into $\sum 4$ and $\sum 0'$ into $\sum 4'$. Also, when rotated by 270° clockwise, $\sum 0$ must go into $\sum 6$ and $\sum 0'$ into

$\sum 6'$. In (5) and (6), some of the state transitions are printed with bold character. It is easy to see now that, when successively rotating the constellation by 90°, 180°, and 270° clockwise, the states must change one into another as follows:

0 -> 34 -> 68 -> 102 -> 0
8 -> 42 -> 76 -> 110 -> 8
17 -> 51 -> 85 -> 119 -> 17
25 -> 59 -> 93 -> 125 -> 25

Writing now these states in binary form, we obtain the following one-to-one functions :

For 90° clockwise:

$f_1 : W1_n\, W2_n\, W3_n\, W4_n\, W5_n\, W6_n\, W7_n \rightarrow V1\ V2\ W3_n\ W4_n\ V5\ V6\ W7_n$ (11)

where:

$$V1V2 = (W1_n W2_n + 01) \bmod 100_{\text{base 2}} \quad (12)$$

and:

$$V5V6 = (W5_n W6_n + 01) \bmod 100_{\text{base 2}} \quad (13)$$

$f_2 : \overline{W1_n}\, W2_n\, W3_n\, W4_n\, W5_n\, W6_n\, W7_n \rightarrow \overline{W1_n}\ W2_n\ W3_n\ W4_n\ \overline{W5_n}\ W6_n\ W7_n$ (14)

For 270° clockwise:

$f_3 : W1_n\, W2_n\, W3_n\, W4_n\, W5_n\, W6_n\, W7_n \rightarrow V1\ V2\ W3_n\ W4_n\ V5\ V6\ W7_n$ (15)

where:

$$V1V2 = (W1_n W2_n + 11) \bmod 100_{\text{base 2}} \quad (16)$$

and:

$$V5V6 = (W5_n W6_n + 11) \bmod 100_{\text{base 2}} \quad (17)$$

Using these formulas and the Table 2, we get the complete association of *4-D* subsets with state transition. After some manipulation of boolean functions, we obtain:

$$W1_{n+2} = W5_n \quad (18)$$

$$W2_{n+2} = W6_n \quad (19)$$

$$W3_{n+2} = W7_n \quad (20)$$

$$\overline{W4_{n+2}} = I1_n\,(\overline{W1_n \oplus W5_n})\,(\overline{W2_n \oplus W6_n}) + I1_n\,[\overline{W2_n}\ W6_n\,(W1_n \oplus W5_n) + W2_n\ \overline{W6_n}\,(W1_n \oplus W5_n)] + (I1_n \oplus I3_n' \oplus W3_n)\ \overline{W2_n}\,(W1_n \oplus W5_n \oplus W6_n) + (I1_n \oplus 13_n' \oplus W3_n)\ W2_n\,(W1_n \oplus W5_n) \quad (21)$$

$$W5_{n+2} = I4_n' \oplus W4_n \oplus \{W6_n\,[W1_n \oplus W2_n \oplus W5_n)\ W3_n + (\overline{W1_n \oplus W2_n \oplus W5_n})\ I3_n' + \overline{W6_n}\,[(W1_n \oplus W5_n)\,(I3_n' \oplus W3_n)] \quad (22)$$

$$W6_{n+2} = I3_n' \oplus W3_n \quad (23)$$

$$W7_{n+2} = I2_n \oplus W1_n \oplus W5_n \oplus (W6_n\ \overline{W2_n}) \quad (24)$$

## IV. THE TRELLIS ENCODER

To make the scheme transparent to all phase ambiguities of the constellation, the bit pair $I4_nI3_n$ is differentially encoded according to:

$$I4_n'I3_n' = (I4_{n-2}'I3_{n-2}' + I4_nI3_n) \bmod 100_{\text{base 2}} \quad (25)$$

A corresponding differential decoder of the from:

$$I4_nI3_n = (I4_n'I3_n' - I4_{n-2}'I3_{n-2}') \bmod 100_{\text{base 2}} \quad (26)$$

is used at the output of the trellis decoder in the receiver of the data modem.

The trellis encoder diagram is given in Figure 2.

A bit converter converts the six bits $Y0_n$, $I1_n$ $I2_n$,$I3_n'$, $I4_n'$, and $I5_n$ into two groups of selection bits, $Z0_nZ1_nZ2_n$ and $Z0_{n+1}Z1_{n+1}Z2_{n+1}$, which are used to select the pair of *2-D* subsets corresponding to the *4-D* type.

A 4-D block encoder then takes three of the remaining ten uncoded information bits, $I1_{n+1}$, $I2_{n+1}$, and generates two pairs of selection bits, $Z2_nZ3_n$ and $Z2_{n+1}Z3_{n+1}$, according to Table 3. Each of the bit pairs can assume any of the values 00, 01, or 10, but they cannot both assume the value 10. The first pair $Z2_nZ3_n$ will be used to select the inner group or outer group of the first selected *2-D* subset, and likewise for the second pair with respect to the second *2-D* subset. The inner group is organized into two halves. If the bit pair is 00, one half of the inner group is selected; if the bit pair is 01, the other half of the inner group is selected; otherwise the outer group is selected.

**Table 3. 4-D block encoder**

| $I1_{n+1}$ | $I2_{n+1}$ | $Z3_n$ | $Z4_n$ | $Z3_{n+1}$ | $Z4_{n+1}$ |
|---|---|---|---|---|---|
| 0 | X | 0 | $I2_{n+1}$ | 0 | $I3_{n+1}$ |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | $I3_{n+1}$ |
| 1 | 1 | 0 | $I3_{n+1}$ | 1 | 0 |

The remaining six uncoded information bits are taken in two groups of three bits each and remaned as

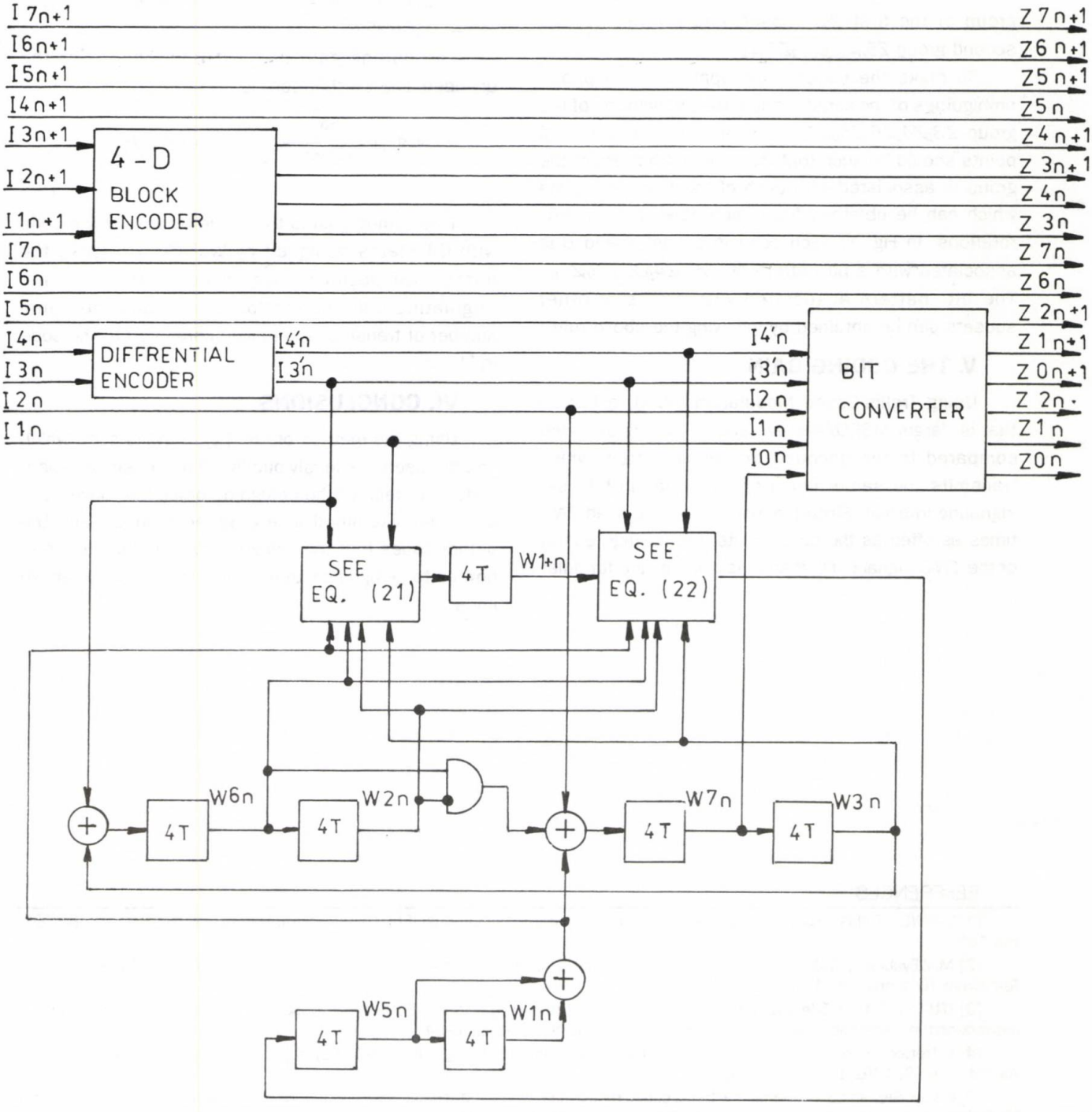



Figure 2 - 128-state, rate-4/5 rotationally invariant trellis encoder with 4-D rectangular signal constellation.

$Z5_pZ6_pZ7_p$, $p = n$ and $n+1$. The first group $Z5_nZ6_nZ7_n$ is used to select a *2-D* point from the previously selected outer group or the selected half of the inner group of the first *2-D* subset, and likewise for the second group $Z5_{n+1}Z6_{n+1}Z7_{n+1}$.

To make the scheme transparent to all phase ambiguities of the constellation, the association of the group $Z3_pZ4_pZ5_pZ6_pZ7_p$, $p = n$ or $n + 1$, with *2-D* points should be such that the same bit pattern of the group is associated with each of the four *2-D* points which can be obtained from each other through $90^o$ rotations. In Fig. 1, each point in subset *A* and *B* is associated with a bit pattern of $Z3_pZ4_pZ5_pZ6_pZ7_p$. The bit pattern associated with points in other subsets can be obtained by following the above rule.

## V. THE CODING GAIN

Using Trellis-Coded Modulation (TCM), a better, that is, larger MSED/average energy ratio is obtained compared to the uncoded reference system which transmits the same number of information bits per signaling interval. Since the inner points are used *2N-1* times as often as the outer points, the average energy of the *2N-D* signal constellation is given by the formula:

$$E_{av} = \frac{2N-1}{2N} E_{inner} + \frac{1}{2N} E_{outer} \qquad (27)$$

In our case, $N = 2$, $E_{inner} = E_{un} = 20.5\delta_o^2$ so that $E_{av} = 28.0625\ \delta_o^2$.

The coding gain of the trellis code over the uncoded *128-CR* therefore is:

$$\gamma_c = 10\log_{10}\left(\frac{5\delta_o^2}{28.0625\delta_o^2} \Big/ \frac{\delta_o^2}{20.5\delta_o^2}\right) = 5.63\ dB \qquad (28)$$

This coding gain is the same as that of the code with 64 states designed by Wei [1]. However, the number of paths having in common the same originating and destination states and the same number of transitions is halved compared to the code in [1].

## VI. CONCLUSIONS

Using the method of Wei [1], a trellis code which has not been previously published has been designed. Different steps of the designing procedure have been purposely explained in a detailed manner, and the author hopes that the skilled reader will be able from now on to design new trellis codes following the above lines.

REFERENCES

[1] L.-F.WEI : Trellis-coded modulation with multidimensional constellations. IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-33, no. 4, 483-501, July 1987.

[2] M.V.Eyuboglu, G.D.Forney Jr., P.Dong, and G.Long : Advanced modulation techniques for V.fast. European Transactions on Telecommunications, vol. 4, no.3, 243-256, July 1993.

[3] ITU-T: V. 34-A modem operating at data signalling rates of up to 28. 800 bit/s for use in the general switched telephone network and in leased point-to-point 2-wire telephone-type circuits, Sept., 1994.

[4] S.Tretter : An eight-dimensional 64-state trellis code for transmitting 4 bits per 2-D symbols. IEEE J. Select. Areas Commun., vol.SAC-7, no.9, 1392-1395, December 1989.

[5] C.E.D. Sterian : Six-dimensional trellis-coded modulation with rectangular constellations using an extended Wei method. Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik, vol.48, no.6, 332-338, November 1994.

[6] C.E.D. Sterian : Extending Wei's trellis-coded modulation technique with 2N-D rectangular constellations for N not a power of two. Telecomunicaţii, anul XXI, nr. 4, 1994.

[7] C.E.D. Sterian : 256-state trellis code with 12-D rectangular constellation using an extended Wei method. European Transactions on Telecommunications, vol. 6, No. 6, 641-647, Nov.-Dec., 1995.

[8] C.E.D. Sterian : Wei type trellis-coded modulation with 2N-D rectangular constellation for N not a power of two. Accep ted for publication in IEEE Transactions on Information Theory.

[9] F-Q. Wang, D.J. Costello Jr.: New rotationally invariant four-dimensional trellis code. IEEE Transactions on Information Theory, vol. 42, no. 1, 291-300, Jan. , 1996.

# Utilizarea reţelelor celulare suprapuse în radiotelefonie

*Dr.ing. Ştefan-Victor N. Nicolaescu*, Prof.dr.ing. Teodor Mihai A. Petrescu ***

*Cuvinte cheie: radiocomunicaţii, sistem celular, reţele*

*Se prezintă un mod de determinare a reţelelor celulare suprapuse, ca element de pornire pentru realizarea amplasării staţiilor de bază într-o reţea de radiocomunicaţii, pe un teritoriu dat.. Sunt descrise o serie de relaţii determinate între dimensiunile celulare hexagonale utilizate şi între puterile aparent radiate ale emiţătoarelor folosite în reţelele supuapuse, relaţii obţinute din condiţia menţinerii unui raport semnal/perturbaţie constant. Analiza este efectuată atât în cazul utilizării unui canal de radiocomunicaţii de lărgime de bandă variabilă cât şi în cazul utilizării unui canal de lărgime de bandă constantă.*

## Introducere

**S**istemele de radiocomunicaţii celulare : radiotelefonie, radiopaging etc. utilizează principiul repetiţiei canalelor radio, cu asigurarea unor protecţii corespunzătoare între staţiile de bază ale reţelei. Într-un articol precedent [1], au fost expuse principiile de realizare ale reţelelor celulare şi de calcul al protecţiilor necesare, în condiţiile unor reţele cu celule hexagonale echidimensionale.

În practica reţelelor, celulele care acoperă un teritoriu dat pot avea dimensiuni variabile, în funcţie de structura geografică şi demografică a zonelor pe care le acoperă, de necesităţile de trafic din zona respectivă etc.

Într-o reţea de celule hexagonale, canalele de radiofrecvenţă atribuite serviciului sunt distribuite, fără a se repeta, într-un grup de celule care se denumeşte "zonă de repetiţie" (cluster).

S-a determinat [1], [2], că numărul $N$ de celule care formează o zonă de repetiţie nu poate fi ales în mod arbitrar, dacă se urmăreşte realizarea principiului echidistanţei între centrele celulelor care utilizează în reţea acelaşi grup de canale radio ca şi celula considerată. Din aplicarea acestui principiu rezultă că acestea se vor situa în centrul şi în vârfurile unui hexagon. De asemenea, rezultă că celulele, care grupate formează o zonă de repetiţie, pot fi încadrate formal într-un hexagon, astfel încât suprafaţa acestuia să fie egală cu N suprafeţe hexagonale iniţiale.

## Reţele celulare suprapuse

O reţea celulară de radiocomunicaţii acoperă un teritoriu dat. În cele mai multe dintre cazuri, traficul radio în diversele celule ale sistemului este diferit, funcţie de numărul de participanţi la trafic, de necesităţile de trafic ale acestora etc. Banda de frecvenţe alocată serviciului de radiocomunicaţii nu poate fi eficient utilizată dacă se menţin celule de dimensiuni fixe decât în cazul unui trafic radio relativ uniform, ceea ce se realizează doar pe suprafeţe mici în raport cu teritoriul acoperit.

O problemă importantă ce apare în utilizarea unor sisteme celulare de radiocomunicaţii este cea a numărului de transferuri care trebuie efectuat pe durata unui apel, număr ce creşte la mărirea vitezei de deplasare a staţiei mobile. Numărul mediu $N_h$ de transferuri realizat în cadrul unei celule pentru o rază $R$ a celulei, o viteză medie $v_m$ a staţiilor mobile, o durată medie $D_a$ a unui apel şi un număr $N_d$ de apeluri în desfăşurare în cadrul celulei la momentul considerat, va fi dată de către relaţia de proporţionalitate :

$$N_h \approx D_a \cdot R^{-1} \cdot v_m \cdot N_d \qquad (1)$$

Relaţia este de proporţionalitate şi nu reprezintă o egalitate, deoarece nu toate apelurile în curs de desfăşurare în cadrul unei celule vor necesita la un moment dat transfer către o altă celulă. Apariţia cererii de transfer are o natură probabilistică, depinzând de traseul pe care-l parcurge staţia mobilă în cadrul celulei.

* Centrul Naţional de Studii şi Cercetări pentru Comunicaţii
** Universitatea "Politehnica" din Bucureşti

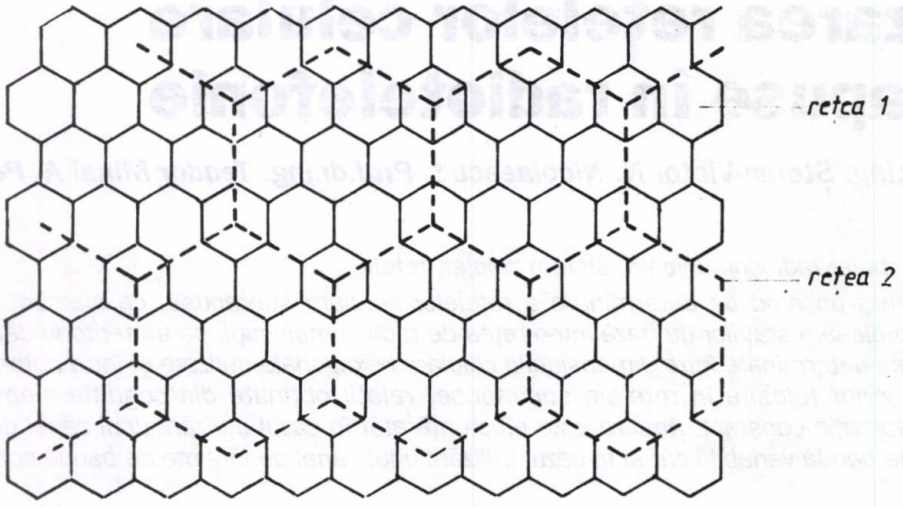



Fig. 1 - Reţele celulare continue suprapuse. Celulele reţelei 2 sunt celule de tip "umbrelă".

Cu notaţiile de mai sus, se poate defini numărul mediu de proceduri de transfer pe secundă $n_h$ pe care procesoarele sistemului sunt obligate să le preia, astfel încât să se asigure continuitatea apelurilor în desfăşurare.

$$n_h = \frac{N_h}{D_a} \approx \frac{v_m}{R} N_d \qquad (2)$$

În cazul în care se cunoaşte $v_m$ şi impunând o valoare maximă pentru $N_d$, notată $N_{d\,max}$ , se poate determina valoarea maximă pentru $n_h$, notată cu $n_{h\,max}$, pe care trebuie să o realizeze centrala care gestionează legăturile sistemului, fără a intra într-un proces de blocare.

Este util să se menţioneze că probabilitatea de realizare simultană a perechii de evenimente :

$$(Nd, vd) = (Nd\,max, Vm\,max), \qquad (3)$$

unde prin $v_d$ s-a notat viteza de deplasare posibilă a staţiilor mobile, este practic neglijabilă. Într-adevăr este practic imposibil ca atunci când aglomeraţia de staţii mobile în mişcare este maximă, deplasarea acestora să se realizeze cu viteza maximă.

Viteza de deplasare va creşte în timpul nopţii, când traficul vehiculelor este mai puţin intens şi se va micşora pe timpul zilei, în orele de trafic maxim. Pe de altă parte, în prezent apar din ce în ce mai multe sisteme care dezvoltă radiotelefoane portabile, utilizate de pietoni, la care viteza de deplasare este relativ scăzută.

Este deci raţional ca traficul radiotelefonic pe perioadele de aglomerare, cu deplasări lente ale staţiilor mobile, să fie preluat de către celule cu rază mică de acţiune şi traficul rezultat de la staţiile mobile care se deplasează rapid să fie preluat de către celule care au o rază mare de acţiune. În acest mod se sporeşte traficul de sistem, fără a se recurge la un număr exagerat de mare de transferuri între celule. Este necesar deci să fie rezolvată cerinţa, aparent contradictorie, ca pe un acelaşi teritoriu să existe atât celule cu rază mare de acţiune cât şi celule cu rază mică de acţiune.

O soluţie o reprezintă utilizarea în zone diferite ale teritoriului de celule hexagonale de dimensiuni diferite, ca şi utilizarea pentru acoperirea unei zone cu două sau mai multe reţele suprapuse, continue, având celule de dimensiuni diferite. În figura 1 este prezentat cazul $N = 9$.

Prin existenţa a două reţele suprapuse, pe zona acoperită se pot folosi fie numai celulele din reţeaua 1 (desenate cu linie plină ) dacă traficul din zonă va fi mai intens, fie numai cele din reţeaua 2 (desenate cu linie punctată) dacă traficul prevăzut în zonă va fi un trafic redus, fie celule aparţinând ambelor reţele, în condiţiile realizării unei repartiţii corespunzătoare a canalelor radio utilizate. În cazul utilizării unor reţele celulare suprapuse, cu celule cu dimensiuni diferite, celulele de dimensiuni mai mari vor fi utilizate în special pentru :

- preluarea traficului provenit de la staţiile mobile cu deplasare rapidă, cu scopul evitării unor transferuri prea dese, incomod de realizat în reţeaua cu celule de dimensiuni mici;

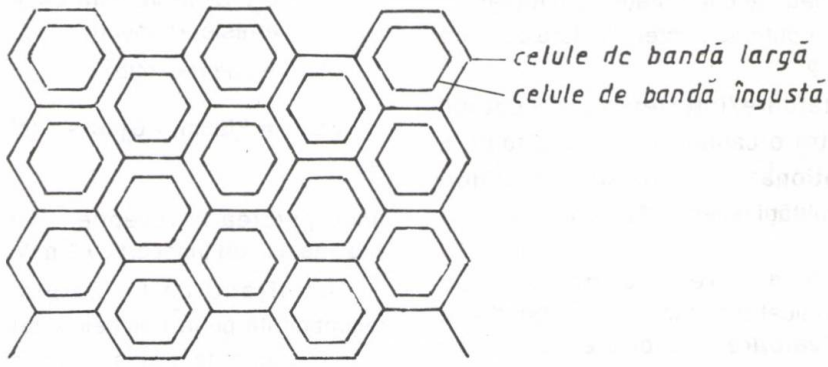



Fig. 2 - Reţelele celulare discontinue suprapuse : reţeaua 1, discontinuă, utilizează canale de bandă îngustă; în reţeaua 2 continuă, utilizează canale de bandă largă.

- preluarea, în cazul existenţei canalelor libere, a traficului care nu poate fi acceptat din lipsă de canale radio libere de către reţeaua peste care acestea se suprapun;
- economisirea canalelor de apel în zonele în care există reţele suprapuse, prin utilizarea în acest scop a unuia sau mai multor canale radiotelefonice din reţeaua suprapusă.

În [1] s-au prezentat legăturile care există între distanţa de reutilizare $D$ a unui canal, latura $r$ a hexagonului elementar adoptat şi numărul $N$ de celule care fac parte dintr-o zonă de repetiţie:

$$Q = \frac{D}{r} = \sqrt{3N} \qquad (4)$$

de unde rezultă că latura hexagonului reţelei suprapuse, hexagon care are o suprafaţă egală cu suprafaţa a $N$ hexagoane ale reţelei iniţiale, este :

$$R = r\sqrt{N} \qquad (5)$$

Algoritmul se poate extinde la o a treia reţea suprapusă, care să considere ca hexagoane elementare hexagoanele celei de a doua reţele etc. Ca exemplu în acest sens poate fi dată reţeaua de radiotelefonie celulară digitală celulară GSM [3], la care, conform CCIR [4] precum şi recomandărilor ETSI, raza maximă admisibilă a unei celule hexagonale este de 35 km. Utilizând sistemul cu zona de repetiţie având $N$ = 9, rezultă pentru celulele de dimensiuni inferioare valorile laturilor de 11,7 km; 3,9 km; 1,3 km deci se pot realiza în total patru reţele suprapuse. Micşorarea laturii hexagonului sub valoarea de 1,3 km este neraţională, deoarece conduce la transferuri prea dese ale legăturilor între celule, în cazul unei deplasări a staţiilor mobile cu viteze uzuale de deplasare pentru oraşe, de 30 - 50 km/oră.

Pentru uşurinţa expunerii, reţelele utilizate pe o suptafaţă dată vor fi numerotate începând de la 1 pentru reţeaua cu celulele cele mai mici utilizate în zonă, până la reţeaua cu numărul $M$, pentru reţeaua cu celulele de dimensiunea cea mai mare utilizată. Astfel, pentru reţele GSM, $M$ maxim va fi 5 (deoarece în mod excepţional, se admit celule cu latura de 120 km).

Există situaţii în care reţelele suprapuse pot fi formate astfel încât doar o parte a celulei de dimensiuni mari să fie utilizată intensiv, deci să aibă nevoie de un număr mai mare de canale radio disponibile decât zonele de la periferia celulei. Este cazul unor localităţi în care traficul auto şi radiotelefonic în zona centrală este mai intens decât la periferie, precum şi al unor regiuni cu insule de trafic relativ ridicat, separate de zone cu trafic redus. În aceste situaţii, cele două reţele suprapuse necesare vor fi formate dintr-o reţea cu celule de dimensiuni mari - reţeaua 2 - suprapusă peste o reţea cu celule mai mici, discontinuă ca structură - reţeaua 1.

Aceasta poate fi o rezolvare a problemei determinării unei capacităţi de trafic radio suficiente în zonele de interes. Structura de principiu a unei asemenea configuraţii este prezentată în figura 2.

În cadrul unei asemenea structuri se pot utiliza canale cu lărgimi de bandă diferite [5], astfel încât în celulele reţelei 1 să se utilizeze canale de bandă îngustă, iar în celulele reţelei 2 să se utilizeze canale de bandă mai largă. Aceasta conduce la o folosire mai bună a benzii de frecvenţe alocată serviciului. Este însă, evident, posibil ca lărgimile de bandă ale canalelor utilizate să fie aceleaşi pentru cele două reţele. În acest din urmă caz, este obligatoriu ca

puterile aparent radiate de către staţiile din reţeaua 1 să fie mai mici decât puterile aparent radiate de către staţiile din reţeaua 2.

Raportul purtătoare/interferenţă acceptabil într-un canal, pentru o calitate corespunzătoare a semnalului recepţionat, rezultat din măsurători subiective asupra calităţii recepţiei în cazul sistemelor analoge, este [5] :

- $C/I$ > 18 dB pentru canale de radiocomunicaţie cu lărgimea de bandă de 30 kHz (valoarea se poate considera satisfăcătoare şi pentru un canal radio cu lărgimea de bandă de 25 kHz);
- $C/I$ > 24 dB pentru canale de radiocomunicaţie cu lărgimea de bandă de 15 kHz (valoarea se poate considera satisfăcătoare şi pentru un canal radio cu lărgimea de bandă de 12,5 kHz);

În cazul sistemelor de radiocomunicaţii mobile digitale, valoarea admisă pentru raportul purtătoare/interferenţă într-un canal este :

- $C/I$ > 13 dB, valoarea utilizabilă, de exemplu, pentru sistemul GSM.

În cazul unei pante a pierderilor de propagare $\gamma$ [dB / decadă], notând prin $r_2$ latura celulei din reţeaua 2 şi prin $r_1$ latura celulei din reţeaua 1, rezultă relaţia :

$$\left(-\frac{C}{I}\Big|_{B_1} + \frac{C}{I}\Big|_{B_2}\right) = \gamma \log\left(\frac{r_1}{r_2}\right) \qquad (6)$$

de unde, notând:

$$\alpha = \frac{C}{I}\Big|_{B_2} - \frac{C}{I}\Big|_{B_1},$$

se obţine $r_2$ în funcţie de $r_1$ :

$$r_2 = r_1 \cdot 10^{\frac{\alpha}{\gamma}} \qquad (7)$$

În cazul în care banda de frecvenţe alocată canalului radio este constantă în toate reţelele suprapuse, puterile utilizate la staţiile de bază şi deci puterile aparent radiate, vor fi diferite, în funcţie de dimensiunile celulelor. Reţelele sunt suprapuse continue (fig. 1).

Atenuarea de propagare în spaţiul liber, calculată între antenele de emisie şi de recepţie este descrisă de relaţia:

$$A_{gl} = 92{,}4 + 20 \cdot \log D + 20.\log F - G_t - G_r \qquad (8)$$

unde:

- $D$ este distanţa dintre antenele de emisie şi recepţie, exprimată în km ;
- $F$ este frecvenţa de lucru, exprimată în GHz;
- $G_t$, $G_r$ reprezintă câştigurile antenelor de emisie, respectiv recepţie, exprimate în dB.

Puterea de recepţie, rezultată din relaţia (8) este:

$$P_r[\text{dBm}] = P_t[\text{dBm}] + G_t[\text{dB}] + G_r[\text{dB}] - 10.\log\left[\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right)^2\right] \qquad (9)$$

unde puterea la recepţie, respectiv emisie, este exprimată în dB în raport cu 1 mW.

Admiţând că la marginea zonei puterea recepţionată pentru ambele reţele va fi aceeaşi şi că antenele utilizate atât la emisie cât şi la recepţie sunt dipoll $\lambda / 2$ (deci $G_t = G_r = 0$ ), rezultă că între puterile transmise în cazul ambelor reţele şi razele celulelor se poate stabili relaţia:

$$P_{t2}[\text{dBm}] = P_{t1}[\text{dBm}] + 10 \log N \qquad (10)$$

care poate fi luată în considerare ca o bază de pornire în determinarea reţelei. În mod evident, în cazul unui relief real, intervine şi influenţa acestuia asupra raportului care se stabileşte între puterile de emisie ale staţiilor de bază pentru emiţătoarele celor două reţele suprapuse.

În cazul propagării în oraşe şi regiuni suburbane, atenuarea de traseu pentru distanţe cuprinse între 1 şi 40 km este descrisă de relaţiile Okumura - Hata [7]:

$$L_t[\text{dB}] = 69{,}55 + 26{,}16.\log f - 13{,}82 \cdot \log h_1 - a(h_2) + \\ +(44{,}9 - 6{,}55 \cdot \log h_1).\log R, \qquad (11)$$

unde:

$$a(h_2) = (1{,}1 \cdot \log f - 0{,}7) \cdot h_2 - (1{,}56.\log f - 0{,}8) \qquad (12)$$

iar:

- $f$[MHz] = frecvenţa de lucru ;
- $h_1$[m] = înălţimea echivalentă a staţiei de bază ;
- $h_2$[m] = înălţimea echivalentă a staţiei mobile ;
- $R$[km] = distanţa dintre staţia de bază şi staţia mobilă.

Dacă se consideră că atenuarea de propagare este descrisă de ecuaţiile Okumura - Hata şi că valorile de câmp recepţionate la marginile celulelor din reţeaua 1 respectiv 2 sunt aceleaşi, relaţia dintre puterile aparent radiate emise de emiţătoarele din cele două reţele este :

$$P_{t2} = P_{t1} + 10.\log N^{(2{,}245 - 0{,}375 \log h_t)}, \qquad (13)$$

în condiţia în care înălţimile echivalente ale staţiei de bază, respectiv ale staţiei mobile se păstrează constante.

Dacă reţeaua 1 este discontinuă iar reţeaua 2 continuă, se poate realiza o creştere semnificativă a traficului în cazul în care numărul de celule care formează o zonă de repetiţie în reţeaua 1, $N_1$, este

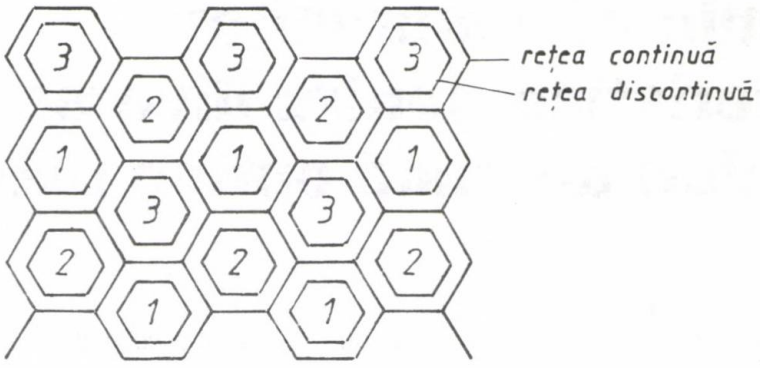



Fig. 3 - Rețele celulare suprapuse, cu zone de repetiție cu număr diferit de celule ($N_1 = 3$, $N_2 > 3$ ); rețeaua 1 - discontinuă, rețeaua 2 - continuă.

mai mic decât numărul de celule al unei zone de repetiție din rețeaua 2, notat $N_2$. De exemplu, dacă $N_1 = 3$ și $N_2 = 9$, rezultă că, în condiția menținerii lărgimii de bandă a canalelor utilizate și a folosirii aceleiași benzi de frecvență alocate în ambele cazuri, numărul de canale radio care poate fi atribuit în rețeaua 1 fiecărei celule este de trei ori mai mare decât în cazul rețelei 2. Este clar însă că acest câștig în spectru se plătește prin existența unor zone mai slab acoperite, căci rămân astfel acoperite doar de către celulele rețelei 2.

Dacă pentru rețeaua 2 zona de repetiție este formată din $N_2$ celule iar rețeaua 1 are zona de repetiție cu trei celule (fig. 3), latura $r$ a celulei din rețeaua 1 rezultă, în condițiile menținerii raportului semnal/intermodulație constant pentru ambele rețele, din expresia:

$$r = R\sqrt{\frac{3}{N_2}} \qquad (14)$$

unde prin $R_s$ - a notat latura celulei din rețeaua 2.

## Concluzii

Articolul a prezentat câteva variante posibile de rețele celulare, fără a avea pretenția de a epuiza acest subiect. Într-adevăr, utilizarea antenelor direcționale la stațiile de bază dă naștere la acoperiri sectoriale care pot, la rândul lor, să conducă la diferite variante posibile de rețele. Este important de reținut faptul că rețeaua teoretică de acoperire reprezintă doar punctul de plecare în determinarea amplasamentelor și a zonelor de acoperire reale precum și a calculului traficului în rețea.

BIBLIOGRAFIE

[1] Ştefan-Victor N. Nicolaescu, Teodor Mihai A. Petrescu - "Principii de atribuire a canalelor radio în rețelele celulare." - Telecomunicații, nr. 3, pag. 10-15.

[2] Noriaki Yoshikawa, Takuya Nomura - "Fundamental Consideration of Radio Zone Repetition in a Mobile Radio System" - Review of the Electrical Communication Laboratories, vol. 23, nr. 1 - 2, Ianuarie - Februarie 1975, pag. 161 - 171

[3] Ştefan-Victor N. Nicolaescu - "Sistem de radiotelefonie mobilă celulară G.S.M." - Telecomunicații nr.1/1993, pag. 7 - 17

[4] *** "Digital Cellular Public Land Mobile Telecommunication Systems (DCPLMTS)" - Report 1156, Geneva 1990

[5] William C.Y. Lee - "New Cellular Schemes for Spectral Efficiency"- I.E.E.E. Transactions on Vehicular Technology" - vol. 36, no. 4, noiembrie 1987, pag. 188-192

[6] William C.Y. Lee - "Elements of Cellular Mobile Radio Systems" - I.E.E.E. Transactions on Vehicular Technology" - vol. 35, no.2, mai 1986, pag. 48 - 56

[7] M. Hata - "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio service" - I.E.E.E. Transactions on Vehicular Technology" - vol. VT 29, nr. 3/1980, p. 317 - 325

# Determinarea mărimilor caracteristice pentru diverse profile de ghiduri de undă optice planare

*Ing. I. Bibac* *

*Cuvinte cheie : ghid de undă planar, profil indice de refracție.*
*Se analizează principalele tipuri de profil ale indicelui de refracție în ghidurile optice planare.*

## 1. Introducere

În acest articol se vor prezenta principalele tipuri de profile ale indicelui de refracție în ghidurile optice cu definirea mărimilor ce le caracterizează.

Ghidurile de undă optice planare sunt structuri dielectrice stratificate care focalizează radiația laser în direcție transversală pe o lungime de ordinul micrometrilor.

Propagarea luminii de-a lungul ghidului optic este descrisă exact de ecuațiile lui Maxwell. Optica geometrică clasică dă o descriere aproximativă a propagării luminii în regiunile unde indicele de refracție variază lent cu o distanță comparabilă cu lungimea de undă. Studiul de mai jos va folosi numai considerente de optică geometrică.

Un ghid de undă planar este reprezentat în fig. 1.

Aceasta constă dintr-un miez de grosime 2r ce se află între două zone numite înveliș. Se presupune că învelișul este nelumitat.

Planele x = ± r se numesc interfețe miez-înveliș.

Profilul indicelui de refracție n(x) poate fi uniform sau gradat de-a lungul miezului, iar în înveliș are o valoare constantă $n_{cl}$.

Propagarea radiației în interiorul ghidului de undă presupune ca indicele de refracție în miez să fie mai mare decât în înveliș.

Se definește parametrul adimensional V, cunoscut sub denumirea de frecvența ghidului de undă ca fiind :

$$V = \frac{2\pi \cdot r}{\alpha}\left( n_{c0}^2 - n_{cl}^2 \right)^{1/2} \qquad (1)$$

unde:

- $n_{c0}$ - indicele de refracție maxim al miezului
- $n_{cl}$ - indicele de refracție al învelișului
- 2r - diametrul miezului
- $\lambda$ - lungimea de undă a radiației în vid

Studiul presupune că V >> 1, ceea ce corespunde unui ghid de undă multimod.

## 2. Ghidul de undă optic planar cu profil salt de indice

Acest ghid poate fi observat în figura 2 și este definit de formula următoare :

$$n(x) = \begin{cases} n_{c0} & -r < x < r \\ n_{cl} & |x| > r \end{cases} \qquad (2)$$

cu $n_{c0} > n_{cl}$ .

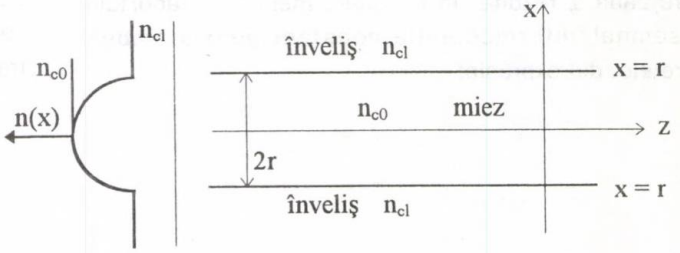



Fig. 1 - Ghid de undă optic planar

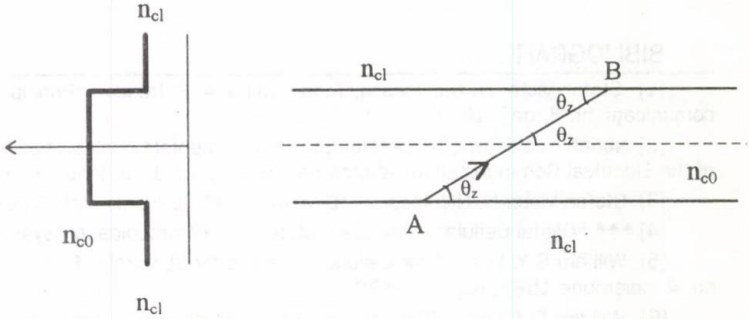



Fig. 2 - Propagarea unei raze de lumină

* Electromagnetica Goldstar S.R.L.

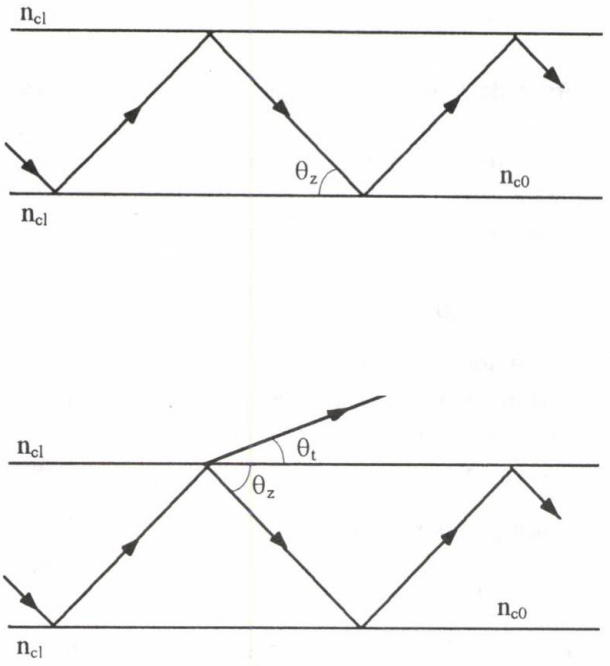



Figura 3 - Traiectoria razelor: a) total reflectate; b) parțial refractate

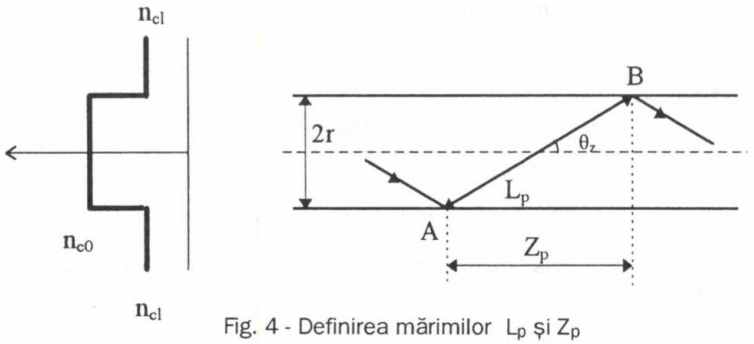



Fig. 4 - Definirea mărimilor $L_p$ și $Z_p$

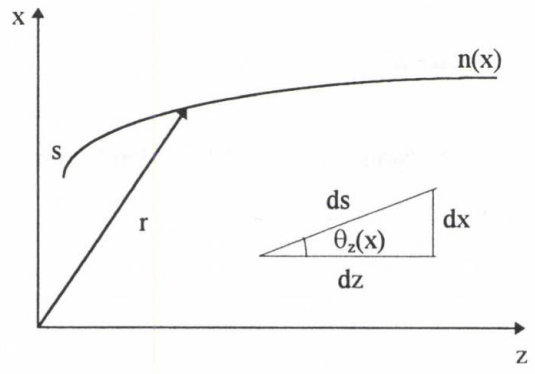



Fig. 5 - Definirea unghiului $\theta_z(x)$

Incidența la interfața miez-înveliș este guvernată de legea lui Snell [1]. Raza incidentă în punctul B este reflectată total dacă $0 \le \theta_z < \theta_c$ (3 *a*), *unde* $\theta_c$ este complementul indicelui critic :

$$\theta_c = \cos^{-1}\left\{\frac{n_{cl}}{n_{co}}\right\} = \sin^{-1}\left\{1 - \frac{n_{cl}^2}{n_{co}^2}\right\} \qquad (4)$$

Figura 3 prezintă traiectoria razelor reflectate total și a razelor parțial refractate.

Se definește <u>invariantul de rază</u> $\beta$ pentru profilul salt de indice ca fiind :

$$\beta = n_{c0}\cos\theta_z = n_{cl}\cdot\cos\theta_t \qquad (5)$$

Acesta este constant de-a lungul razei și specifică direcția razei în orice poziție din secțiunea transversală.

Se deduce plecând de la relația (3) că:

$n_{cl} < \beta < n_{c0}$ (6.a) raze reflectate total

$0 \le \beta < n_{cl}$ (6.b) raze parțial refractate

Se definește <u>lungimea razei</u> $L_p$ între două reflexii succesive ca fiind distanța AB din fig. 4.

$$L_p = \frac{2r}{\sin\theta_z} = \frac{2r}{\left(n_{co}^2 - \overline{\beta}^2\right)^{1/2}} \qquad (7)$$

Într-un mediu omogen se definește <u>lungimea optică</u> $L_o$ ca fiid produsul dintre lungimea razei $L_p$ și indicele de refracție $n_{co}$.

$$L_o = n_{co}\,L_p = \frac{2r\cdot n_{co}}{\sin\theta_z} = \frac{2r\cdot n_{co}}{\left(n_{co}^2 - \overline{\beta}^2\right)^{1/2}} \qquad (8)$$

O cantitate care apare frecvent în problemele de atenuare este $Z_p$ (fig. 4) și este distanța dintre două reflexii succesive măsurată în lungul axei ghidului.

$$Z_p = \frac{2r}{tg\theta_z} = L_p\cdot\cos\theta_z = \frac{2r\cdot\overline{\beta}}{\left(n_{co}^2 - \overline{\beta}^2\right)^{1/2}} \qquad (9)$$

Viteza de propagare $V_g$ de-a lungul unei raze este dată de relația:

$$V_g = \frac{c}{n_{co}} \qquad (11)$$

unde c este viteza luminii.

Cea mai importantă cantitate necesară pentru descrierea propagării luminii în ghid este timpul de tranzit t și este timpul necesar razei de lumină să se deplaseze pe distanța z:

$$t = \frac{z}{z_p}\frac{L_p}{V_g} = \frac{z}{z_p}\frac{L_o}{c} = \frac{z}{c}\cdot\frac{n_{co}^2}{\overline{\beta}} = \frac{z}{c}\cdot\frac{n_{co}}{\cos\theta_z} \qquad (12)$$

(S-a neglijat dispersia de material).

## 3. Ghid de undă optic cu profil gradat

Descrierea propagării razelor de lumină într-un ghid cu profil de salt de indice se poate extinde la un profil gradat.

Când profilul indicelui de refracție este gradat, traiectoria razei este determinată de ecuația eiconalului [1,2] și anume :

$$\frac{d}{ds}\left\{ n(\,rbar) \cdot \frac{d\bar{r}}{ds} \right\} = \nabla n(\bar{r}) \qquad (13)$$

unde:

- s distanța de-a lungul razei;
- $\bar{r}$ vectorul de poziție al unui punct de pe traiectorie, ca în fig. 5.

Se introduce unghiul $\theta_z(x)$ între axa $\theta_z$ și tangenta la traiectorie într-un ghid planar, indicele de refracție n(x) depinde numai de x, deci fiecare poziție (x,z) este determinată de două componente ale ecuației (13) :

$$\frac{d}{ds}\left\{ n(x) \cdot \frac{dx}{ds} \right\} = \frac{dn(x)}{dx} \qquad (14.a)$$

$$\frac{d}{ds}\left\{ n(x) \frac{dz}{ds} \right\} = 0 \qquad (14.b)$$

$$\frac{dx}{ds} = \sin\theta_z \; ; \; \frac{dz}{ds} = \cos\theta_z \qquad (15)$$

Ecuația 14.b este integrabile și dă :

$$n(x).\cos\theta_z(x) = n(0) \cdot \cos\theta_z(0) \qquad (16)$$

Când n(x) descrește există o poziție în miez la care $\theta_z(x) = 0$ ce depinde de valoarea $\theta_z(0)$.

Dincolo de această poziție raza nu se poate propaga. Această poziție se numește "turning-point" $x_{tp}$ și este soluție a ecuației :

$$n(x_{tp}) = n(0) \cdot \cos\theta_z(0) \; ; \quad 0 \le x_{tp} < r \qquad (17)$$

Raza de lumină se apropie de axa fibrei numai până la o anumită distanță, axa $x = x_{tp}$ numindu-se caustică. Toate razele de lumină sunt tangente la această curbă.

Înlocuind pe $\theta_z(0)$ *cu* $\theta_c(0)$ în ecuația (17) avem:

$$\cos\theta_c(0) = \frac{n(r)}{n(0)} = \frac{n_{cl}}{n_{co}} \quad \text{cu } n(0) = n_{co},$$

valoarea maximă a lui n(x).

Clasificarea razelor în ghid se poate face astfel :

- raze reflectate total :

$$0 \le \theta_z < \theta_c(0) \qquad (18a)$$

- raze parțial reflectate :

$$\theta_c(0) < \theta_z(0) \le \frac{\pi}{2} \qquad (18b)$$

Invariantul de rază $\overline{\beta}$ corespunzător profilului gradat este :

$$\overline{\beta} = n(x) \cdot \cos\theta_z = n(x) \frac{dz}{dx} \qquad (19)$$

Cât timp:

$$\theta_z(x) = 0, \quad \textit{atunci} \quad n(x_{tp}) = \overline{\beta} \qquad (20)$$

Pentru x = 0 și:

$$\theta_z(0) = \theta_c(0) \quad \textit{se deduce că} \quad \overline{\beta} = n_{cl}$$

deci clasificarea razelor în ghid funcție de invariantul de rază este:

- raze totale reflectate:

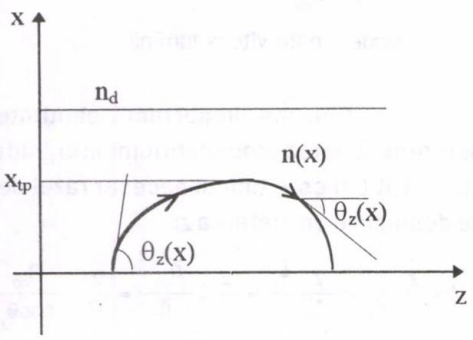
$$n_{cl} < \overline{\beta} < n_{co} \qquad (21a)$$

- raze parțial reflectate:

$$0 < \overline{\beta} < n_{cl} \qquad (21b)$$

Din ecuațiile (18) și (14) se deduce că:

$$\overline{\beta}^2 \frac{d^2x}{dz^2} = \frac{1}{2}\frac{dn^2(x)}{dx} \qquad (22)$$



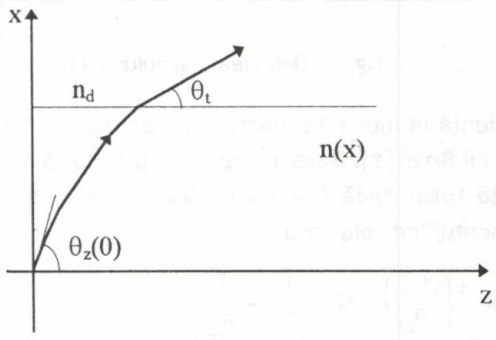




Figura 6 - Raze de lumină într-un ghid cu profil indice gradat

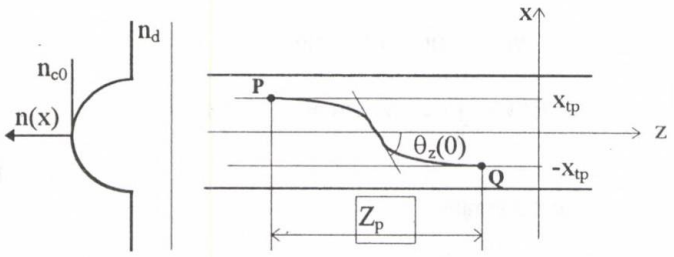



Fig. 7 - Definirea mărimilor $L_p$ și $Z_p$ la un ghid cu profil gradat

Operând schimbarea de variabilă:

$$\frac{d^2x}{dz^2} = x'\frac{dx'}{dx}, \quad unde \quad x' = \frac{dx}{dz},$$

integrând ecuația (22) obținem:

$$\overline{\beta}\frac{dx}{dz} = \left\{ n^2(x) - \overline{\beta}^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \tag{23}$$

O a doua integrare conduce la:

$$z(x) = \overline{\beta}\int_o^x \frac{dx}{\left\{ n^2(x) - \overline{\beta}^2 \right\}^{1/2}} \tag{24}$$

Se definesc:

$$L_p = \int_P^Q ds \quad \text{și} \quad L_o = \int_P^Q n(x)\,ds \tag{25}$$

Se deduce că:

$$L_p = \int_{-x_{tp}}^{x_{tp}} \frac{n(x)dx}{\left\{ n^2(x) - \overline{\beta}^2 \right\}^{1/2}}$$

$$L_0 = \int_{-x_{tp}}^{x_{tp}} \frac{n^2(x)dx}{\left\{ n^2(x) - \overline{\beta}^2 \right\}^{1/2}} \tag{26}$$

$$Z_p = \overline{\beta}\int_{-x_{tp}}^{x_{tp}} \frac{dx}{\left\{ n^2(x) - \overline{\beta}^2 \right\}^{1/2}} \tag{27}$$

Timpul de tranzit pentru profilul gradat în condițiile eliminării efectelor dispersiei de material este:

$$t = \frac{1}{c}\int n(x)\,ds = \frac{1}{c\,\overline{\beta}}\int n^2(x)\,dz \tag{28}$$

Dacă se divide cu un număr întreg de semiperioade $Z_p$ atunci :

$$t = \frac{Z \cdot L_o}{Z_p \cdot C} \tag{29}$$

### 3.1. Analiza profilului parabolic

La ghidurile optice folosite în comunicații variația între valorile maxime și minime ale indicelui de refracție este tipic mai mică cu 1% decât valoarea maximă. Acest fapt implică :

$$\sin\theta_c \approx \theta_c \approx \left( 1 - \frac{n_{cl}}{n_{co}} \right)^{\frac{1}{2}} \tag{30}$$

și analog pentru $\theta_c(0)$.

În domeniul paraxial [1] profilul indicelui de refracție poate fi exprimat astfel :

$$n^2(x) = n_{co}^2\left( 1 - 2\Delta f(x) \right) \tag{31}$$

unde:

- f(x) se numește funcție de profil ( f(x) > 0 ).
- $2\Delta = 1 - \frac{n_{cl}^2}{n_{co}^2} = \sin^2\theta_c$ diferența normată a indicelui de refracție
- $n_{co}$ - valoarea maximă a indicelui de refracție în miez

Când: $n_{co} \approx n_{cl}$ *atunci* $\Delta << 1$ *și* $\Delta \approx \frac{\theta_c^2}{2} \approx \frac{n_{co} - n_{cl}}{n_{co}}$ (32)

Când:

$\Delta f(x) << 1$ *atunci* $n(x) \approx n_{co}\left( 1 - \Delta f(x) \right)$

Profilul parabolic se caracterizează prin:

$$n^2(x) = n_{co}^2\left\{ 1 - 2\Delta\left( \frac{x}{\alpha} \right)^2 \right\}, \quad -X < x < X \tag{34}$$

$\alpha$ - parametru de scară.

Deoarece profilul este infinit, fiecare rază are un punct turning la o distanță finită de axă, fiecare rază sub aceste puncte fiind total reflectată și satisface condiția:

$$0 \le \overline{\beta} \le n_{co} \tag{35}$$

Plecând de la relația $n(x_{tp}) = \overline{\beta}$ se deduce:

$$x_{tp} = \pm\alpha\frac{\left( n_{co}^2 - \overline{\beta}^2 \right)^{1/2}}{n_{co}\sqrt{2\Delta}} \tag{36}$$

Cunoscând faptul că:

$$Z_p = \overline{\beta} \cdot \int_{-x_{tp}}^{x_{tp}} \frac{dx}{\left\{ n^2(x) - \overline{\beta}^2 \right\}^{1/2}}$$

și făcând schimbarea de variabilă $x = x_{tp} \cdot \sin w$,

se obține:

$$Z_p = \frac{\pi\alpha\overline{\beta}}{n_{co}\sqrt{2\Delta}} \tag{37}$$

Cu aceeași schimbare de variabilă din relația (24) se deduce că:

$$x = x_{tp} \cdot \sin\left(\pi \frac{Z}{Z_p}\right) \tag{38}$$

și că:

$$L_0 = \int_{-x_{tp}}^{x_{tp}} \frac{n^2(x)}{\left\{ n^2(x) - \overline{\beta}^2 \right\}^{1/2}} dx = Z_p \frac{n_{co} + \overline{\beta}^2}{\{} 2\overline{\beta}^2 \tag{39}$$

Considerând acum că $\Delta \cdot f(x) << 1$, atunci:

$$n(x) = n_{co}\left\{1 - 2\Delta\left(\frac{x}{\alpha}\right)^2\right\}, \tag{40}$$

și cu ajutorul funcției Euler:

$$E(v) = \int_0^{\pi/2} (1 - v \cdot \sin^2\theta)^{1/2} d\theta \tag{41}$$

se determină:

$$L_p = \alpha \cdot \left(\frac{2}{\Delta}\right)^{1/2} E\left(2\Delta \frac{X_{tp}^2}{\alpha^2}\right) \tag{42}$$

Din relațiile (39) și (29) se determină timpul de tranzit t în absența pierderilor datorate materialului ca fiind :

$$t = Z \frac{n_{co}^2 + \overline{\beta}^2}{2\overline{\beta}} \tag{43}$$

## Concluzii

În acest articol s-au analizat principalele tipuri de profile ale indicelui de refracție în ghidurile optice planare și s-au dedus, de asemenea, principalele mărimi ce le caracterizează, și anume invariantul de rază $\overline{\beta}$, lungimea razei $L_p$, drumul optic $L_o$ și timpul de tranzit t.

BIBLIOGRAFIE

[1] I.M. Popescu - Teoria electromagnetică macroscopică a luminii - Editura Științifică și Enciclopedică, București 1986, pag. 313 - 315

[2] Gheorghe Hutanu - De la optica clasică la optica modernă - Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1984, pag. 208 - 216

[3] Allan W. Snyder; John D. Love - Optical Wave Guide Theory - London - New York , pag. 7 - 25

[4] C.I.R. Nicolescu; I.M.Iosif - Inițiere în comunicațiile prin fibre optice - Editura Tehnică, București, 1982, pag. 8 - 32

# Analiza cavităților rezonante cu ajutorul metodei TLM

*Remus Cacoveanu, Silviu Ciochină,* *

*Florin Bucaru***

*Cuvinte cheie: analiza numerică a circuitelor de microunde, simulare și modelare*

*Se prezintă unele aspecte specifice ale aplicării metodei TLM în analiza cavităților rezonante. Se propune înlocuirea analizei Fourier a datelor obținute prin simulare, cu metode de înaltă rezoluție specifice semnalelor sinusoidale amortizate, urmărindu-se reducerea numărului de iterații necesare, deci a timpului de calcul.*

## 1. INTRODUCERE

**Johns și Beurle** [1], plecând de la tehnicile anterioare de rezolvare a problemelor de câmp electromagnetic prin similitudine cu rețelele electrice și bazându-se pe modelul undei elaborat de Huygens, au propus pentru rezolvarea problemelor bidimensionale de repartiție în domeniul microundelor, metoda numerică "Transmission-Line Matrix" (TLM).

Ulterior, Akhtarzad și Jons [2] au extins metoda la trei dimensiuni. Metoda se remarcă prin faptul că nu introduce soluții armonice în rezolvarea ecuațiilor lui Maxwell, simulând în domeniul timp propagarea reală a undei electromagnetice.

În mod obișnuit prelucrarea datelor rezultate din simularea TLM este făcută utilizând analiza Fourier. În cazul studiului unor cavități rezonante aceasta trebuie să conducă la determinarea frecvențelor de rezonanță și a factorilor de calitate corespunzători diferitelor moduri. În această lucrare se propune înlocuirea analizei Fourier cu metode din categoria celor numite "de înaltă rezoluție", care permit determinarea parametrilor respectivi cu o precizie satisfăcătoare, utilizând seturi mult mai reduse de date.

## 2. ALGORITMUL DE BAZĂ AL METODEI TLM

Metoda TLM se bazează pe principiul lui Huygens, principiu care poate fi enunțat astfel: fiecare punct al unui front de undă poate fi considerat ca fiind centrul unei perturbații care dă naștere unei unde sferice secundare, sau, frontul undei este anvelopa acestor unde sferice (Fig. 1).

Metoda TLM fiind o metodă numerică, utilizează acest principiu într-o formulare discretă. În funcție de tipul problemei care se studiază, spațiul este reprezentat printr-o rețea bidimensională sau tridimensională de noduri de periodicitate dl. Discretizarea timpului nu poate fi făcută independent de cea a spațiului. Dacă dl este perioada rețelei spațiale, iar dt elementul de timp, între cele două mărimi există relația dt = dl/c, unde c este viteza luminii.

Ca atare, în cazul problemelor bidimensionale, spațiul este reprezentat printr-o rețea carteziană de noduri (Fig. 2a) separate prin constanta rețelei dl. În

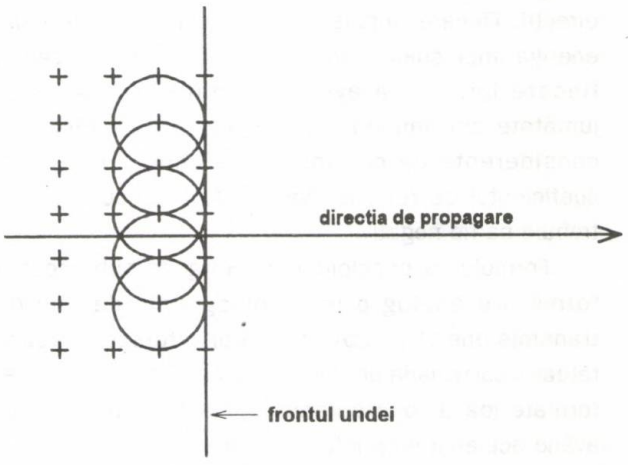



Figura 1

*Universitatea "Politehnica" București
** ALCATEL Network Systems România

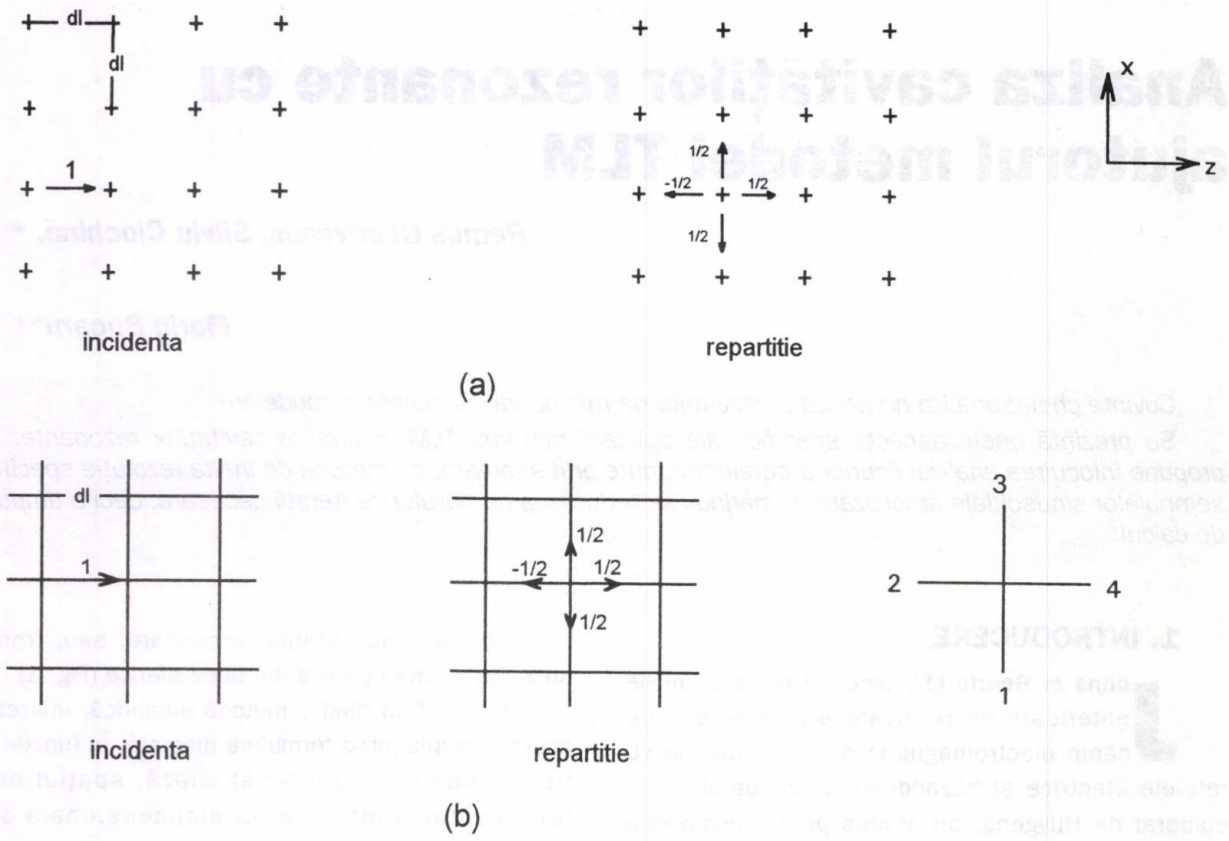



Figura 2

acest caz elementul de timp dt va prezenta timpul necesar unui impuls electromagnetic să se propage de la un nod la următorul. Dacă într-un nod sosește un impuls Dirac, ce se propagă spre exemplu pe direcția axei Oz (Fig. 2a), conform principiului Huygens, energia impulsului este radiată izotrop pe cele patru direcții. Fiecare impuls radiat va purta un sfert din energia impulsului incident, sau în mărimi de câmp, fiecare impuls va avea o amplitudine egală cu jumătate din amplitudinea impulsului incident. Din considerente de continuitate a câmpului în nod, coeficientul de reflexie "văzut" de impulsul incident trebuie să fie negativ.

Formularea principiului lui Huygens sub această formă are analog o rețea ortogonală de linii de transmisiune (Fig. 2b), ale căror intersecții crează rețeaua carteziană de noduri. Nodurile derivație astfel formate joacă rolul surselor secundare de radiație, având aceleași proprietăți de repartiție ca și cele din figura 2a. În acest mod, o problemă de câmp electromagnetic este convertită într-o problemă de rețea electrică, existând o echivalență directă între componentele câmpului electromagnetic legate prin ecuațiile lui Maxwell și tensiunea și curentul din rețeaua de linii de transmisiune [1].

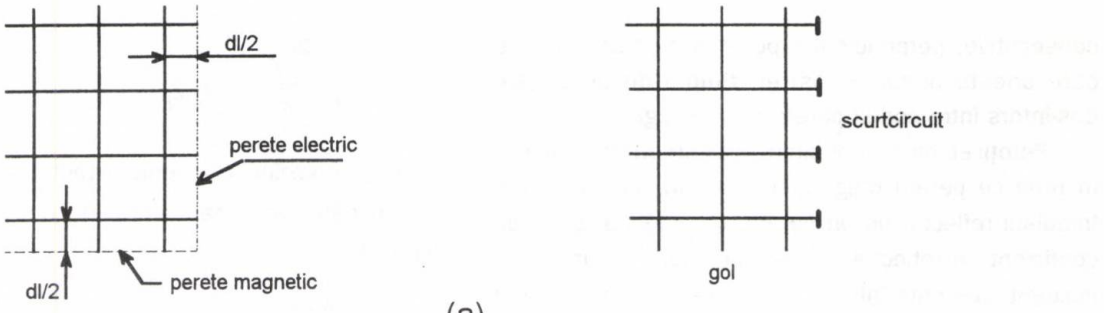
Să considerăm un impuls unitar de tensiune, incident într-un mod al rețelei TLM (Fig. 2b). Întrucât cele patru ramuri ale nodului au aceeași impedanță caracteristică, coeficientul de reflexie "văzut" de impulsul incident este -1/2, rezultând un impuls reflectat de amplitudini - 1/2 și trei impulsuri transmise de amplitudine 1/2. Cazul cel mai general, care presupune pe fiecare braț un impuls incident, poate fi tratat ca o suprapunere de cazuri de tipul celui analizat mai sus.

Dacă la momentul t = kdt, impulsurile de tensiune ${}_kV_1^i$, ${}_kV_2^i$, ${}_kV_3^i$ și ${}_kV_4^i$ sunt incidente în brațele 1 ÷ 4, atunci amplitudinea impulsului total de tensiune reflectat pe brațul n (reradiat pe brațul n ) va fi:

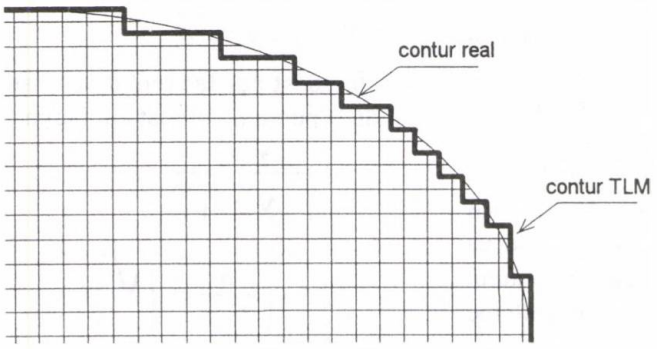
$$ {}_k V_n^r = \frac{1}{2}\left[\sum_{m=1}^{4} {}_k V_m^i\right] - k V_n^i \qquad (1) $$

Acest proces poate fi descris de relația matricială:

$$ [V]^r = [S] * [V]^i \qquad (2) $$




(a)




(b)

Figura 3

Unde [S] reprezintă matricea de repartiție asociată nodului. În cazul rețelei bidimensionale această relație este de forma:

$$ {}_k\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix}^r = \frac{1}{2}\begin{pmatrix} -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \end{pmatrix} {}_k\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{pmatrix}^i \qquad (3) $$

Fiecare impuls ce iese dintr-un nod plasat în rețea la (z,x), devine automat la momentul t = (k+1)dt impuls incident pentru nodul vecin. Acest proces corespunde etapei de propagare care este descrisă de relațiile :

$$ \begin{aligned} {}_{k+1}V_1^i(z,x) &= {}_kV_3^r(z,x-1) \\ {}_{k+1}V_2^i(z,x) &= {}_kV_4^r(z-1,x) \\ {}_{k+1}V_3^i(z,x) &= {}_kV_1^r(z,x+1) \\ {}_{k+1}V_4^i(z,x) &= {}_kV_2^r(z+1,x) \end{aligned} \qquad (4) $$

În consecință, dacă la momentul kdt sunt cunoscute amplitudinile, pozițiile și direcțiile pentru toate impulsurile din rețea, valorile corespunzătoare momentului (k+1)dt, se obțin aplicând pentru fiecare nod al rețelei relația de repartiție (2) și propagare (4). Pentru a găsi răspunsul rețelei la impuls, este necesar să se fixeze la momentul t = 0 amplitudinile, direcțiile și pozițiile tuturor impulsurilor după care, folosind relațiile de repartiție și propagare se calculează starea rețelei la momente succesive de timp. Astfel, în fiecare nod va rezulta răspunsul în domeniul timp eșantionat cu pasul dt. Prin intermediul unei transformate Fourier se vor putea calcula soluțiile armonice ale problemei. Procesul descris reprezintă algoritmul de bază pentru metoda TLM.

Utilizarea rețelei periodice de noduri introduce în domeniul frecvență fenomene de tip trece bandă sau oprește bandă, care implică limitarea superioară a domeniului de frecvență în care sunt valabile rezultatele. Frecvența maximă de lucru este funcție de constanta rețelei dl.

## 3. REPREZENTAREA FRONTIERELOR ÎN PROCESUL TLM

În desfășurarea procesului TLM este necesară asigurarea condiției de sincronism pentru toate impulsurile din rețea. Aceasta impune plasarea frontierelor la mijlocul distanței între două noduri

consecutive, perpendicular pe linia de transmisiune care unește nodurile. Astfel, timpul de propagare dus-întors între nod și perete rămâne egal cu dt.

Pereții electrici sunt simulați printr-un scurtcircuit, în timp ce pereții magnetici printr-un gol (fig. 3a). Impulsul reflectat de un perete, caracterizat printr-un coeficient de reflecție $\rho$, se calculează din impulsul incident care este întors în nodul de origine, întârziat cu dt și înmulțit cu p. În acest proces $\rho$ este o mărime reală dată de relația:

$$\rho = Re\left\{\frac{Z_M - Z_L}{Z_M + Z_L}\right\}$$

unde $Z_L$ este impedanța caracteristică a liniei intersectate de perete, iar $Z_M$ este impedanța peretelui. Acest mod de reprezentare, permite o simulare exactă a efectului introdus de frontieră doar la frecvența pentru care este valabilă valoarea coeficientului de reflexie.

Descrierea frontierelor în procesul TLM nu ridică probleme în cazul în care acestea sunt paralele cu suprafețe de coordonate. În celelalte cazuri conturul frontierei se aproximează cu suprafețe ce satisfac condițiile de mai sus (fig. 3b).

## 4. STRUCTURA SIMULATĂ

Pentru analiză a fost aleasă o structură de rezonator electromagnetic de formă cilindrică umplută cu aer, pentru care este posibil și un calcul analitic în vederea verificării metodei propuse. Structura prezintă moduri rezonante de tip $H_{nml}$ și $E_{nml}$. Pentru fiecare mod corespunde o frecvență de renonanță ce poate fi calculată cu relațiile [3]:

- în cazul modurilor H:

$$f_{nml} = \frac{c}{2\pi}\cdot\sqrt{\left(\frac{\rho'_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2}, \qquad (5)$$

unde $\rho'_{mn}$ reprezintă a m-a rădăcină a derivatei funcției Bessel de speța întâi și ordin n ($J'_n(\rho'_{nm})=0$), a raza cavității, iar d înălțimea:

- în cazul modurilor E:

$$f_{nml} = \frac{c}{2\pi}\cdot\sqrt{\left(\frac{\rho_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2}, \qquad (6)$$

unde $\rho_{mn}$ reprezintă a m-a rădăcină a funcției Bessel de speța întâi și ordin n ($J_n(\rho_{nm})=0$).

Pierderile în pereții metalici sunt simulate prin intermediul coeficientului de reflexie, care poate fi aproximat la o anumită frecvență prin:

$$\rho \approx \frac{2R_M^2 - Z_L^2}{2R_M^2 + Z_L^2 + 2R_M Z_L} \qquad (7)$$

unde $R_M$ reprezintă rezistența în metal.

În calcularea factorului de calitate intervine raportul:

$\frac{\lambda}{2\pi\rho}$, *unde* $\rho$ este adâncimea de pătrundere.

Având în vedere relația (7) și legătura dintre $R_M$ și $\rho$, se poate demonstra că:

$$\frac{\lambda}{2\pi\rho} = \frac{1-\rho}{\rho + \sqrt{2-\rho^2}}$$

În acest caz factorul de calitate pentru modurile de tip H poate fi estimat cu relația:

$$Q_{H_{nml}} = \frac{1-\rho}{\rho+\sqrt{2-\rho^2}} \cdot \frac{\left[1-\left(\frac{n}{\rho'_{nm}}\right)^2\right]\sqrt{\left[(\rho'_{nm})^2 + \left(\frac{l\pi a}{d}\right)^2\right]^2}}{\left[(\rho'_{nm})^2 + \frac{2a}{d}\left(\frac{l\pi a}{d}\right)^2 + \left(1-\frac{2a}{d}\right)\cdot\left(\frac{nl\pi a}{\rho'_{nm} d}\right)^2\right]} \qquad (8)$$

în timp ce pentru modurile de tip E se pot folosi relațiile:

- pentru l = 0:

$$Q_{E_{nml}} = \frac{1-\rho}{\rho+\sqrt{2-\rho^2}} \cdot \frac{\rho_{nm}}{\left(1+\frac{a}{d}\right)} \qquad (9)$$

- iar pentru l >0:

$$Q_{E_{nml}} = \frac{1-\rho}{\rho+\sqrt{2-\rho^2}} \cdot \frac{\sqrt{\rho_{nm}^2 + \left(\frac{l\pi a}{d}\right)^2}}{\left(1+\frac{a}{d}\right)} \qquad (10)$$

Structura analizată are raza a = 9 cm, înlățimea d = 9 cm și s-a lucrat cu dl = 4,5 mm, deci dt = 7,5 ps.

## 5. MODELUL UTILIZAT PENTRU PRELUCRAREA DATELOR REZULTATE DIN SIMULAREA TLM

După cum este cunoscut [5], [6], analiza Fourier prezintă o serie de puncte slabe manifestate prin :

- - "scurgere spectrală", fenomen datorat utilizării unui segment finit de date ;

- - rezoluția limitată determinată de $f_s$ /N, unde $f_s$ este frecvența de eșantionare, iar N, numărul de eșantioane.

În cazul de față $f_s = (dt)^{-1} = 133{,}33$ GHz. Determinarea frecvențelor de rezonanță, ca maxime ale spectrului, va putea fi deci făcută, pentru N = 10 000 cu o rezoluție de 13,33 MHz, ceea ce pentru primele moduri poate conduce la erori de ordinul procentelor.

Măsurarea factorilor de calitate este însă mult mai dificilă, având în vedere că aceștia pot avea frecvent valori de ordinul zeci-sute de mii. De exemplu, dacă pentru un anumit mod frecvența de rezonanță este de ordinul $f_0 = 2$ GHz și $Q = 10^5$, lărgimea de bandă respectivă ar fi de 20 KHz. Pentru măsurarea cu o precizie de 10% a benzii, ar fi necesare 10 eșantioane în interiorul benzii, deci acestea ar trebui să se afle la un ecart de 2 KHz, ceea ce ar presupune un număr $N \approx 65.10^6$ eșantioane, evident inacceptabil.

Utilizarea unor artificii ca folosirea unei alte ferestre de date decât cea dreptunghiulară, sau prelungirea cu zerouri a secvenței de date nu pot rezolva complet aceste probleme.

În esență modelul utilizat, valabil după un anumit timp de la aplicarea impulsului de test, va fi constituit dintr-un număr de circuite rezonante derivație $L_i$, $C_i$, $R_i$, fiecare caracterizat prin $Z_{oi} = \sqrt{L_i / C_i}$, factorul de calitate $Q_i$ și frecvența de rezonanță $f_i$. Aceste circuite, legate în serie sunt alimentate cu un generator de curent $I\rho(t)$. Tensiunea la bornele acestei structuri este de forma:

$$u(t) = I \sum_i u_i(t) = I \sum_i Z_{oi} e^{-\pi B_i t} \sin \omega_i t \tag{11}$$

unde:

$$B_i = \frac{f_{oi}}{Q_i}$$

Suma are o infinitate de termeni, dar ne interesează să analizăm primele P moduri. Practic aceasta presupune o filtrare trece jos a acestei tensiuni, așa încât să se selecteze primele P componente. Valoarea tensiunii discretizată în timp va fi deci :

$$u[n] = I \sum_{i=1}^{P} Z_{oi} e^{-\underline{\alpha}_i n} \sin \underline{\omega}_i n = \sum_{i=1}^{P} U_i e^{-\underline{\alpha}_i n} \sin \underline{\omega}_i n$$

$$\underline{\omega}_i = \omega_i T_s, \quad \underline{\alpha}_i = \alpha_i T_s \tag{12}$$

În realitate peste aceste tensiuni se mai suprapun unele zgomote, w[n], rezultând din erorile de discretizare și din filtrarea imperfectă a modurilor superioare, deci eșantioanele efectiv obținute după filtrarea modurilor superioare sunt :

$$x[n] = u[n] + w[n] \tag{13}$$

Ca urmare a limitării superioare a benzii la o valoare:

$$\underline{\omega}_t, \quad \underline{\omega}_t > \underline{\omega}_p > \underline{\omega}_{p-1} > \ldots > \underline{\omega}_1,$$

va fi posibilă o reeșantionare a secvenței de date, de fapt o decimare cu un factor D:

$$D \le \frac{\pi}{\underline{\omega}_t T_s},$$

rezultând o nouă frecvență de eșantionare, $f_s' = f_s / D$.

Forma obținută pentru u[n] sugerează recurgerea la metode "de înaltă rezoluție", în care rezoluția nu mai este direct legată de cantitatea $f_s$ /N și nu mai apar fenomenele generate de fereastra finită de observare a semnalului.

În articolul de față ne vom ocupa numai de o variantă a metodei Prony [5], [6], [7], variantă ce face apel și la metoda Pisarenko.

Considerând cazul mai general în care:

$$u[n] = \sum_{i=1}^{P} A_i z_i^n; \quad z_i = e^{\underline{\alpha}_i + j\underline{\omega}_i} \tag{14}$$

ne propunem să evaluăm frecvențele $f_i = \underline{\omega}_i / 2\pi$ și factorii de amortizare $\underline{\alpha}_i$.

Evident :

$$U(z) = \sum_{i=1}^{P} \frac{A_i}{1 - z_i z^{-1}} = \frac{B(z)}{A(z)};$$

$$B(z) = \sum_{k=0}^{p-1} b_k z^{-k};$$

$$A(z) = \sum_{k=0}^{p} a_k z^{-k}; \quad a_o = 1 \tag{15}$$

Se observă imediat că (14) reprezintă soluția ecuației omogene cu diferențe finite:

$$\sum_{k=0}^{p} a_k u[n-k] = 0 \quad sau \quad u[n] = -\sum_{k=1}^{p} a_k u[n-k] \tag{16}$$

Pentru eșantioanele observate x[n], afectate de zgomot :

$$\sum_{k=0}^{p} a_k x[n-k] = \sum_{k=0}^{p} a_k w[n-k] \tag{17}$$

Înmulţim ambii membri cu x[n-l] şi mediem. Rezultă:

$$\sum_{k=0}^{p} a_k r_{xx}[k,l] = \sum_{k=0}^{p} a_k \left( E\{w[n-k]u[n-1]\} + \right.$$

$$\left. + E\{w[n-k]w[n-1]\} \right) =$$

$$= \sum_{k=0}^{p} a_k r_{ww}[k,l] = \sum_{k=0}^{p} a_k \sigma_w^2 \delta[k,l]; \; l = 0, \ldots, P \tag{18}$$

unde s-au notat cu $r_{xx}$ şi $r_{ww}$ funcţiile de autocorelaţie a secvenţei de date şi respectiv a zgomotului, iar zgomotul s-a preupus alb şi independent de semnal.

Matricial :

$$\boldsymbol{R}_{xx}\, a = \sigma_w^2\, \boldsymbol{Ia} \tag{19}$$

relaţie ce pune în evidenţă că $\sigma_w^2$ este o valoare proprie a matricii $\mathbf{R_{xx}}$ iar **a** este vectorul propriu asociat. Pe de altă parte:

$$\boldsymbol{R}_{ss} = \boldsymbol{R}_{xx} - \sigma_w^2 \boldsymbol{I} \tag{20}$$

Cum valorile proprii ale lui $\mathbf{R_{ss}}$ trebuie să fie reale şi pozitive, rezultă că $\sigma_w^2$ va fi cea mai mică valoare proprie a matricii $\mathbf{R_{xx}}$ . Funcţiile de autocorelaţie nefiind cunoscute se estimează pornind de la eşantioanele cunoscute:

$$\hat{r}_{xx}[k,l] = \frac{1}{N-P} \sum_{n=P}^{N-1} x[n-k]x[n-1] \tag{21}$$

Pe baza relaţiei de mai sus se estimează deci matricea $\mathbf{R_{xx}}$ apoi se caută valoarea ei proprie minimă şi vectorul propriu asociat **a**. Rezolvând ecuaţia A(z) = 0 se găsesc polii $z_i$ şi apoi $\underline{\alpha}_i$ şi $\underline{\omega}_i$. Amplitudinile $A_i$ ne interesează mai puţin în cazul de faţă.

## 6. REZULTATE EXPERIMENTALE

Ne propunem să punem în evidenţă numărul minim de eşantioane necesar determinării cu o precizie acceptabilă a frecvenţelor de rezonanţă şi a factorilor de calitate, pentru structura prezentată în paragraful 4. Se consideră 3 cazuri :

- a°) Q-uri mici (de ordinul sutelor pentru primele moduri);
- b°) Q-uri medii (de 10 ori mai mari ca în cazul a°)
- c°) Q-uri mari (de 100 de ori mai mari ca în cazul a°).

Filtrele utilizate pentru separarea modurilor vor fi de ordinul $N_f$ -1, realizate cu fereastra Hamming. Dacă notăm numărul de eşantioane disponibile cu $N_d$ şi factorul de decimare cu D, va rezulta că numărul eşantioanelor utilizabile în prelucrarea numerică este ($N_d$-$N_f$) /D. S-au eliminat primele $N_f$ eşantioane ale răspunsului filtrului, eşantioane ce reprezintă regimul tranzitoriu. În alegerea factorului D se are în vedere şi faptul că metoda Prony oferă rezultate bune numai pentru $0{,}5 < \underline{\omega} < 2{,}5$ ([7], [8]).

Un prim experiment urmăreşte determinarea frecvenţelor primelor trei moduri. Utilizând cazul a° şi un filtru cu frecvenţa de tăiere $f_t$ = 2,06 GHz şi $N_f$ =1000 se obţine $f_1$ = 1,2533 GHz, $f_2$ = 1,9247 GHz, $f_3$ = 2,02496 GHz cu doar $N_d$=2000 de eşantioane. Erorile faţă de valorile calculate sunt sub 2%.

Existenţa a două frecvenţe apropiate, $f_2$ şi $f_3$ , crează probleme în măsurarea Q-urilor. Pentru măsurarea precisă a modului 1 s-a separat acest mod cu un filtru de ordinul $N_f$ = 1000 şi s-au făcut decimări cu 10 sau 20. Pentru o precizie a măsurătorilor sub 2% au fost necesare $N_d$ = 1500 eşantioane în cazul a° şi $N_d$ = 3500 eşantioane în cazul b°. În cazul c°, setul total disponibil de 20 000 de eşantioane este insuficient pentru o determinare corectă a Q-ului.

Se poate recurge la un artificiu. După separarea prin filtrare a modului respectiv se ridică setul de date la puterea 10. Semnalul rezultat va avea o componentă pe joasă frecvenţă de foma $Ae^{-10\alpha n}$ şi componente pe frecvenţa $2kf_1$, k=1, ..., 5. Se observă că frecvenţele astfel obţinute sunt mai mici ca $f_s$ /2. Se separă cu un filtru trece jos cu $N_f$=1000 componenta de joasă frecvenţă şi apoi, cu metoda Prony, se poate determina $\underline{\alpha}$ şi calcula Q cu o precizie sub 7% (utilizând $N_d$ = 20 000 eşantioane).

Pentru măsurarea precisă a celui de-al doilea mod se utilizează un filtru care să-l separe de modurile 1 şi mai ales 3. Având în vedere distanţa între frecvenţele modurilor 2 şi 3 se foloseşte pentru separare un filtru trece bandă de ordin mai mare, $N_f$ = 4000. Aceasta va conduce la un număr mai mare de eşantioane $N_d$ necesare pentru determinarea precisă a Q-ului (6500 în cazul a° şi 14000 în cazul b°).

## 7. CONCLUZII

În cazul analizei prin metoda TLM a unor cavităţi rezonante, problema prelucrării datelor rezultate prin simulare se poate rezolva elegant recurgând la

modelarea răspunsului sub forma unor sinusoide amortizate. Utilizând metode de estimare spectrală specifice acestui tip de semnale, alături de unele operații de filtrare și decimare, se pot evalua frecvențele de rezonanță și factorii de calitate utilizând un număr mult mai mic de eșantioane decât cel necesar în analiza Fourier. Acest lucru este foarte important, fiind cunoscut că timpul mare necesar obținerii unui număr ridicat de iterații este unul din punctele slabe ale simulării TLM.

Utilizarea unor metode mai precise și mai eficiente de prelucrare numerică a semnalului obținut prin simulare este în curs, cu rezultate promițătoare.

BIBLIOGRAFIE

[1] P.B. Johns and Beurle, "Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission-line matrix", Proc. Inst. Elec. Eng., vol. 118, no. 9, pp. 1203-1208, Sept. 1971.

[2] S.Akhtarzad and P.B. Johns, "Solution of 6-component electromagnetic fields in three space dimensions and time by the T.L.M. method", Electron. Lett., vol. 10, no. 25/26, pp. 535-537, Dec. 12, 1974.

[3] R.E. Collin "Foundations for microwave engineering" pp. 326-329, 1966 Mc Graw-Hill, Inc.

[4] W.J.R. Hoefer, The Transmission Line Matrix (TLM) Method, in Numerical Techniques for Microwave and milimeter-wave passive structures, edit. T. Itoh, pp. 496-591, John Willey & Sons Inc., 1989.

[5] S.L. Marple, Digital spectral analysis with applications, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1987.

[6] S.M. Kay, Modern Spectral Estimation : Theory and applications, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1988.

[7] M. Bellanger, Analyse des signaux et filtrage numérique adaptif, pp. 357-361, Masson, 1989.

[8] S. Chichină, R. Cacoveanu, F. Ducaru, Estimations des sinusoides faiblement amorties à la présence du bruit, Buletinul U.P.B. 1995.

# Distribuția tipului de ocupare a canalelor de frecvență într-un sistem celular radio

*as.ing. Roxana-Mariana A. Zoican* *

*Cuvinte cheie: timp de ocupare a canalelor radio, handoff, viteza medie a mobilelor, raza celulei, durata medie a apelurilor, rata schimbărilor de direcție.*

*Lucrarea prezintă două metode de analiză penru distribuția timpului de ocupare a canalelor de frecvență în sistemele radio mobile. Prima metodă implică realizarea unui program de simulare a comportării mobilelor în cadrul rețelelor de comunicații celulare; a doua metodă este analitică și presupune utilizarea unui model simplificat de sistem celular, în care vehiculele au direcții de deplasare constante. Rezultatele celor două metode sunt comparate cu modelul ideal, exponențial, constatându-se o foarte bună concordanță între valorile experimentale și cele teoretice.*

## 1. Introducere

**Una** dintre principalele resurse comune ale sistemelor celulare mobile o reprezintă canalele radio de frecvență. Gestiunea timpului de ocupare a acestor canale reprezintă un obiectiv de o deosebită importanță în studiul sistemelor radio mobile.

Într-un sistem telefonic terestru, o linie telefonică sau o frecvență sunt alocate unei anumite conexiuni pe întreaga sa durată. Din această cauză, **timpul de ocupare a unui canal este egal cu durata apelului** și se consideră că are o distribuție exponențială.

În cazul sistemelor de comunicații mobile, utilizatorilor (situați într-o anumită celulă), care doresc să inițieze un apel, li se alocă un canal de frecvență (dintre canalele de frecvență disponibile în acel moment în celula respectivă). Pe durata apelului, este posibil ca abonatul mobil să părăsească celula inițială; în acest caz, apelul este transferat ("handoff") către noua celulă, care trebuie să ofere abonatului un canal de frecvență. Se observă că în acest caz timpul de ocupare a unui canal nu este întotdeauna egal cu durata apelului (mobilul poate străbate mai multe celule pe durata aceluiași apel).

Ca urmare, **timpul de ocupare a unui anumit canal de frecvență corespunde unei fracțiuni din durata totală a apelului** (egală cu timpul în care mobilul se află în interiorul celulei asociate canalului de frecvență respectiv).

Astfel, deși durata apelului continuă să aibă o distribuție exponențială, timpul de ocupare a canalelor de frecvență poate avea o distribuție diferită.

În continuare, este propusă o estimare a timpului de ocupare a canalelor radio prin realizarea unui program de simulare și prin utilizarea unei metode analitice.

## 2. Estimarea timpului de ocupare a canalelor de frecvență prin implementarea unui program de simulare

Pentru a simplifica simularea pe calculator, se consideră că sistemul celular analizat este alcătuit dintr-o singură celulă. Dezavantajul acestei simplificări este acela că se consideră că toate celulele sistemului generează același trafic : fiecare celulă are aceeași rată medie de apeluri

* Universitatea "Politehnica" București

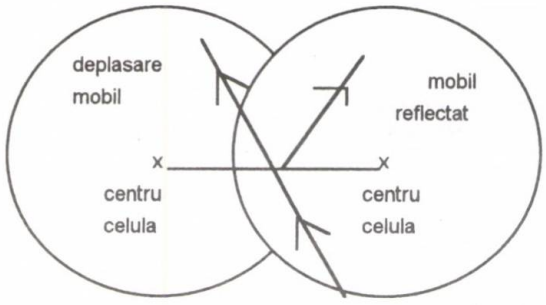



Figura 1 - Principiul reflexiei

inițiate. Această aproximare este însă des utilizată în analiza sistemelor celulare reale, în care sistmul de studiu este partiționat în subarii cu caracteristici de trafic aproximativ echivalente. Sistemul complet este reconstituit prin superpoziția subsistemelor componente.

În cazul celulelor de trafic echivalent, se poate face observația că traficul mediu de ieșire (datorat apelurilor care au fost transferate **către alte celule**) este aproximativ egal cu traficul mediu de intrare (datorat apelurilor care au fost transferate din alte celule, către celula dată). Aceasta reduce complexitatea simulării pe calculator, deoarece trebuie generate numai apelurile inițiate în interiorul unicei celule din care se consideră că este alcătuit sistemul. Totuși, trebuie să se urmărească evoluția apelurilor în interiorul sistemului, deoarece apelurile se termină în locuri diferite, arbitrare, după ce au trecut prin mai multe handoff-uri.

Pentru a se reduce sistemul radio mobil la o singură celulă, trebuie să se facă următoarele considerații referitoare la procesul handoff :

- se consideră sistemul celular format din celule circulare, ca în figura 1.
- în momentul în care un mobil părăsește "vechea" celulă pentru a intra în cea "nouă", el păstrează aceeași direcție absolută.

Direcția sa relativă la centrul "noii" celule este de fapt direcția relativă la centrul "vechii" celule reflectată în punctul de graniță dintre cele două celule, după legile reflexiei optice. Acest artificiu permite aducerea apelurilor transferate în afara celulei, în interiorul celulei din care este alcătuit sistemul. Procesul de reflexie este repetat ori de câte ori este necesar pentru a păstra un apel în interiorul celulei inițiale, pe întreaga durată a desfășurăriisale.

După fiecare handoff, sau în momentul inițierii unui nou apel, este pornit un timer care măsoară durata ocupării canalului de frecvență. Timer-ul este oprit la următorul handoff, sau în momentul închiderii apelului.

În ceea ce privește modelele utilizate pentru comportarea vehiculelor și pentru statisticile de trafic, sunt admise următoarele ipoteze :

- întreaga durată a apelurilor are o distribuție exponențială;
- mobilele au viteza constantă pe întreaga durată a apelului;
- schimbările de direcție ale vehiculelor au loc în puncte și momente de timp arbitrare.

În momentul inițierii unui nou apel, mobilului îi este asignată o poziție inițială aleatoare (din distribuția uniformă a zonei acoperite de celula respectivă). Apelului îi este asignată o durată totală aleatoare, din distribuția exponențială. De asemenea îi este asignată mobilului o direcție inițială aleatoare din distribuția uniformă [ 0,2 $\pi$ ] și o durată aleatoare până la prima schimbare de direcție (din distribuția exponențială, cu parametrul egal cu un număr fixat de schimbări de direcție/unitatea de timp).

Reprezentarea organigramei programului de simulare este dată în figura 2, indicându-se și parametrii de intrare ai procesului de simulare: n - număr de apeluri, R - raza celulei, v - viteza medie a mobilelor, $\mu$ - durata medie a apelurilor, u - rata schimbărilor de direcție.

În urma execuției programului de simulare, se obțin datele necesare estimării timpului de ocupare a unui canal radio. Aceste estimări sunt comparate cu modelele exponențiale ideale.

Ca exemplu, în continuare, pentru două sisteme celulare, se va compara distribuția timpului de ocupare a unui canal cu distribuția ideală, exponențială.

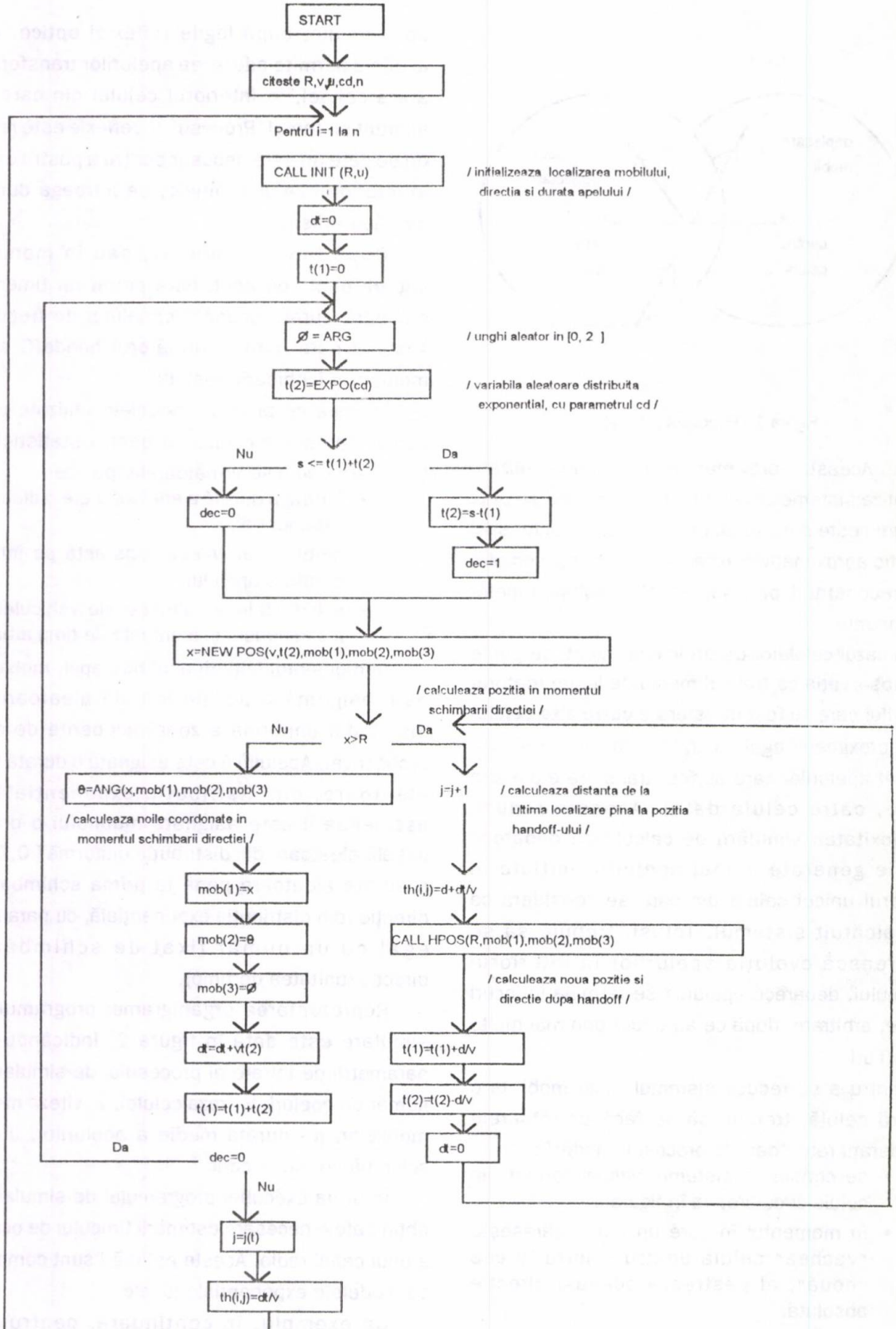



Figura 2 - Organigrama programului de simulare

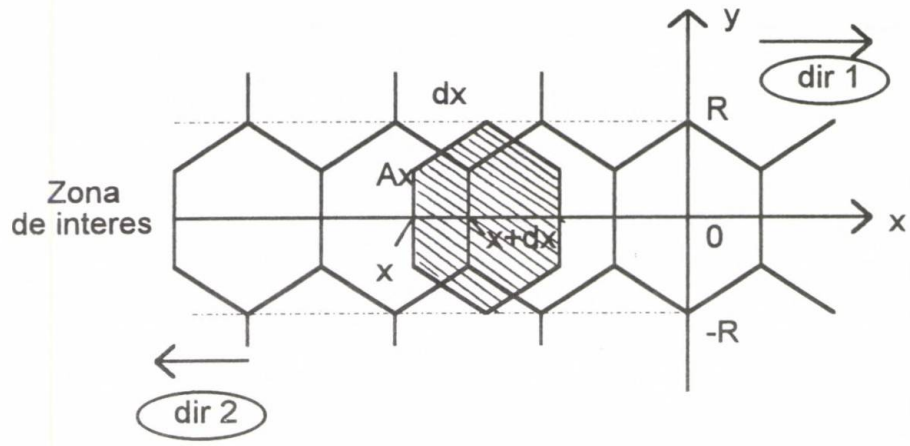



Figura 3 - Descompunerea ariilor posibile de generare a apelurilor asociate mobilelor care se deplasează pe direcția (1) și care sunt transferate către celula haşurată

Pentru **sistemul 1**, celulele au o rază de o milă, iar rata medie a schimbărilor de direcție este de o schimbare/minut. **Sistemul 2**, creat pentru zone rurale, are raza celulelor de 10 mile, iar rata schimbărilor de direcție este de o schimbare/două minute. Pentru ambele sisteme, se consideră o viteză a mobilelor de 35 mile/oră și o durată medie a apelurilor de două minute. În ambele cazuri, se vor simula 10000 de apeluri.

Evaluarea concordanței între distribuția timpului obținută în urma programului de simulare și distribuția ideală, exponențială, este realizată pe baza testului Kolmogorov-Smirnov. Pentru o diferență maximă, dată, între modelul simulat și cel exponențial, acest test asigură un "nivel de semnificație", s, de concordanță între cele două distribuții (de exemplu, dacă s = 0,2, înseamnă că există o diferență între distribuția simulată și cea ideală, 20% din timp).

***Comparație între modelul simulat și cel ideal***

| n=10000 apeluri | hm | Δmax(s) (s = 0,2) | Δ(n) |
|---|---|---|---|
| sistem 1 (cd=1/min) | 0,7401 | $8{,}1 \times 10^{-3}$ | $1{,}93 \times 10^{-2}$ ($s=5 \times 10^{-6}$) |
| sistem 1 (cd=2/min) | 0,7582 | $8{,}07 \times 10^{-3}$ | $8{,}18 \times 10^{-3}$ (s=0,19) |
| sistem 2 cd=1/min) | 0,0776 | $1{,}03 \times 10^{-2}$ | $7{,}21 \times 10^{-3}$ (s=0,67) |

- n = număr de apeluri simulate
- hm = număr mediu de handoff-uri
- s = nivel de semnificație
- Δmax(s) = maximul abaterii admise față de nivelul s
- Δ(*n*) = diferența maximă observată între modelul simulat și cel exponențial
- cd = număr de schimbări de direcție/minut

Pentru **sistem 1** și **sistem 2**, se observă că diferența între modelul simulat și cel exponențial este acceptabilă ($s=5 \times 10^{-6}$, respectiv s = 0,67). Se observă că dacă a fost mărită rata schimbărilor de direcție pentru sistem 1 (cd = 2/minut), s a devenit $s = 0{,}19 > s = 5 \times 10^{-6}$ (pentru cd = 1/minut), deci concordanța între modelul simulat și cel ideal devine și mai bună.

## 3. Estimarea analitică a timpului de ocupare a canalelor de frecvență

Distribuția timpului de ocupare a unui canal de frecvență se obține, pentru o anumită celulă, luând în considerare :

a) apelurile generate în interiorul celulei

b) apelurile transferate de la alte celule.

Se presupune, în continuare, existența a patru direcții de deplasare ortogonale ( $\pm x$, $\pm y$ ). Diferența între cele două tipuri de apeluri, a) și b),

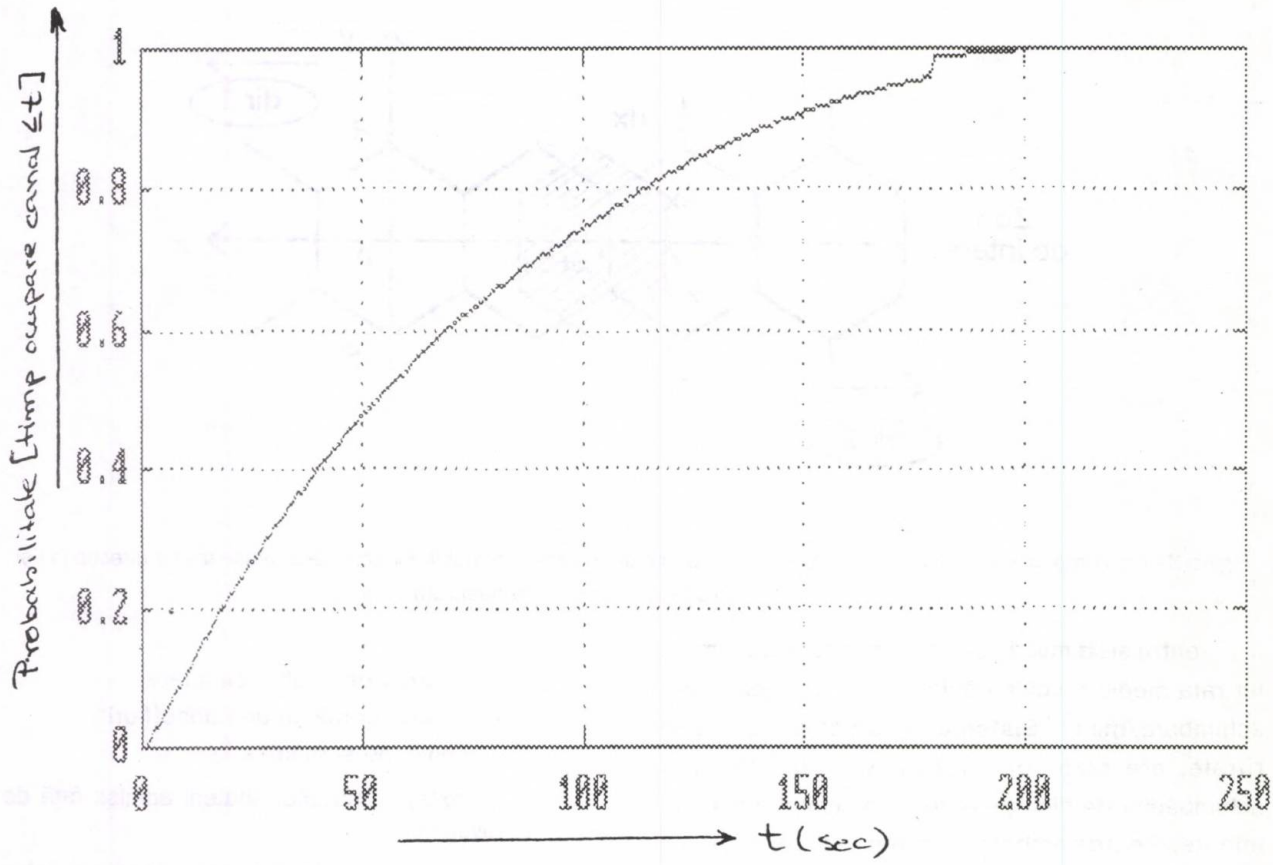



Figura 4 - Distribuția timpului de ocupare a unui canal pentru:
R = 1 milă, v = 35 mile/oră, durata apelului = 2 minute

este numai de natură "geometrică" (în funcție de localizare), distribuția duratei lor fiind considerată, în ambele cazuri, de tip exponențial.

În continuare, se va presupune o deplasare a mobilului în direcția (1). Așa cum se arată în figura 3, un apel inițiat în aria elementară Ax și asociat unui mobil care se deplasează în direcția (1), va fi transferat în celula cu suprafața haşurată, cu următoarea probabilitate :

P ( apelul inițiat în Ax să fie transferat în celula haşurată) = P ( timpul de oferire a serviciilor telefonice t ≥ | x/v | ) = $e^{-\mu | x/v |}$

(1)

Însumând expresia (1) pentru toate valorile posibile ale lui x, înmulțirea cu rata elementară a inițierilor de apeluri în Ax, se obține contribuția direcției (1) la apelurile transferate din celula dată. Aceeași metodă se poate aplica pe toate cele patru direcții de deplasare, rezultând o rată a handoff-urilor (presupunând o rată de inițiere a apelurilor unitară în interiorul celulei $\lambda_I = 1$):

$$\lambda_H = \frac{2\sqrt{3}+3}{9\alpha} \qquad (2)$$

unde $\alpha = R\mu / v$

Ca urmare, rata totală de inițiere a apelurilor (handoff-uri + inițieri în interiorul celulei) este:

$$\lambda_T = \lambda_H + \lambda_I = \frac{2\sqrt{3}+3}{9\alpha} + 1 = \frac{2\sqrt{3}+3+9\alpha}{9\alpha} \qquad (3)$$

$$P(Tc \le t) = \begin{cases} 1, & 2\alpha \le \mu t \\ 1 - p^{-1} e^{-\mu t}[6(\alpha+1) - 3\mu t(2+1/\alpha) + 3/\alpha(\mu t)^2, & \sqrt{3}\alpha \le \mu t \le 2\alpha; \\ 1 - p^{-1} e^{-\mu t}[21\alpha/2 + 2\sqrt{3} + 6 - \mu t(2\sqrt{3}+6) - 2\alpha(\mu t)^2] + p^{-1}\sqrt{3}\, e^{-\sqrt{3}\alpha}\, u(\mu t - \sqrt{3}\alpha), & \alpha \le \mu t \le \sqrt{3}\alpha; \\ 1 - p^{-1} e^{-\mu t}[9\alpha + 2\sqrt{3} + 3) - \mu t(2\sqrt{3}+3) + 1/2\alpha(\mu t)^2], & 0 \le \mu t \le 2\alpha \end{cases} \qquad (4)$$

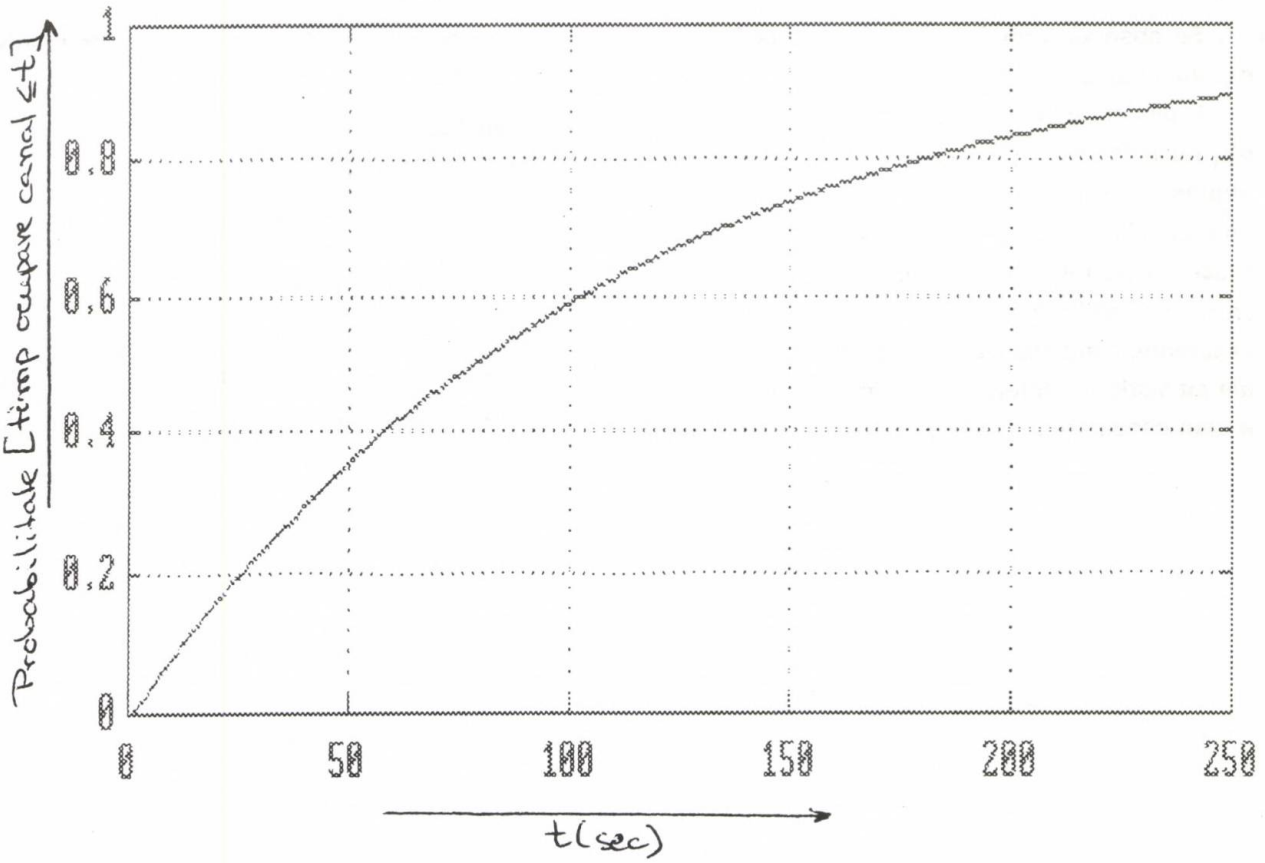



Figura 5. - Distribuția timpului de ocupare a unui canal pentru:
R=10 mile, v=35 mile/oră, durata apelului =2 minute.

Se va calcula probabilitatea ca un apel să ocupe un canal radio un anumit timp "t", dându-se tipul său (handoff sau inițiat în interiorul celulei) și direcția de deplasare a mobilului.

Un apel va ocupa un canal un timp mai mic decât "t", fie dacă se termină convorbirea înainte de momentul "t", fie dacă apelul este transferat către o altă celulă înainte de momentul "t". Aceste două cazuri nu sunt mutual exclusive.

Ca urmare, probabilitatea ca un apel să ocupe un canal un timp mai mic decât "t" este:
unde s-au utilizat următoarele notații :

$p = 9\alpha + 2\sqrt{3} + 3$ *și* $u(\mu t - \sqrt{3}\,\alpha)$ este funcția treaptă unitară, egală cu 0 pentru $\mu t < \sqrt{3}\,\alpha$ și cu 1, pentru $\mu t \geq \sqrt{3}\,\alpha$.

Discontinuitatea existentă în distribuția timpului de ocupare a unui canal radio, indicată de funcția treaptă unitară, este artificială, datorită geometriei celulelor hexagonale.

Se poate observa că toate apelurile transferate asociate mobilelor care se deplasează în direcțiile (1) sau (2) și care traversează granițele celulelor cu ordonata :

$-R/2 \leq y \leq R/2$, vor avea același timp de deplasare în interiorul celulei ($\sqrt{3}\,R/v$). Ca urmare, apelurile cu o durat mai mare de $\sqrt{3}\,R/v$ vor ocupa un canal în interiorul celulei timp de $\sqrt{3}R/v$ unități de timp. Aceasta explică discontinuitatea observată în distribuția timpului de ocupare a unui canal.

Distribuția dată de relația (4) este comparată cu modelul exponențial, pentru două sisteme. În ambele sisteme se consideră viteza mobilului de 35 mile/oră și durata medie a unui apel de două minute. **Sistemul 1** are raza celulei de 1 milă ($\alpha \approx 0{,}857$), iar **sistemul 2** are raza celulei de 10 mile ($\alpha \approx 8{,}57$). Rezultatele sunt prezentate în figurile 4 și 5.

Se observă o bună concordanță între modelul experimental și cel teoretic în cazul **sistemului 2**.

Explicația este următoarea: ecuația (4) a fost obținută în condițiile ipotezei că direcția de deplasare a mobilelor este constantă, ceea ce implică utilizarea unei mari zone de memorie pentru procesul de handoff. Reducerea razei celulelor crește probabilitatea de apariție a handoff-urilor și, ca urmare, a importanței lipsei posibile a unor date din memorie, în determinarea timpului de ocupare a unui canal. Trebuie remarcat totuși că diferența față de distribuția exponențială nu este prea mare nici în acest caz.

## CONCLUZII

Lucrarea prezentată demonstrează că ipoteza distribuției exponențiale a timpului de ocupare a unui canal radio într-un sistem de telecomunicații celular este pe deplin justificată de funcționarea în timp real (chiar dacă apelurile nu se desfășoară în întregime în cadrul aceluiași canal radio datorită proceselor de handoff).

BIBLIOGRAFIE

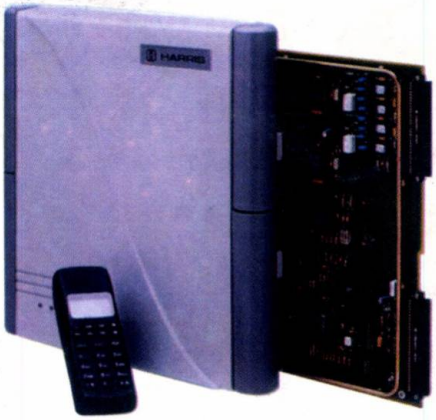
[1.] "Land-Mobile Radio Engineering", Garry C. Hess, Artech House Publishers, 1993

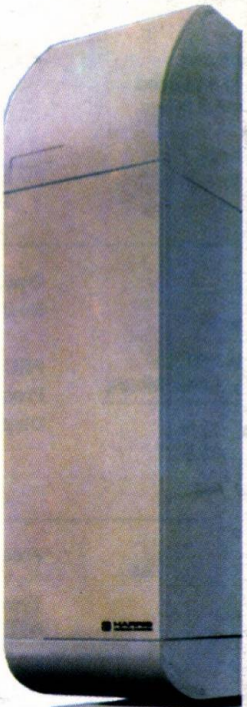
[2.] "Mobil Information Systems", John Walker, Artech House Publishers, 1990

[3.] "High Capacity Cellular Patterns for Land Mobile Radio Systems Using Directional Antennas", S.Heeralall, C.Hughes, Inst. Elec. Eng. Proc., vol. 136, Nr. 1, 1989

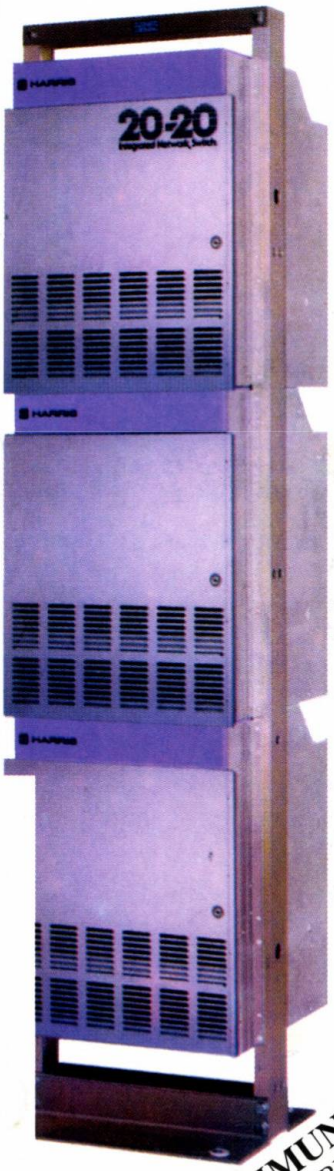
[4.] "Improved Assesment of Interference Limitis in Cellular Radio Performance", R.Prasad, A.Kegel, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 40, Nr. 4, 1991

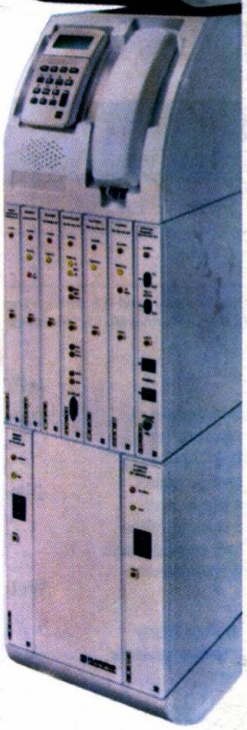
# HARRIS



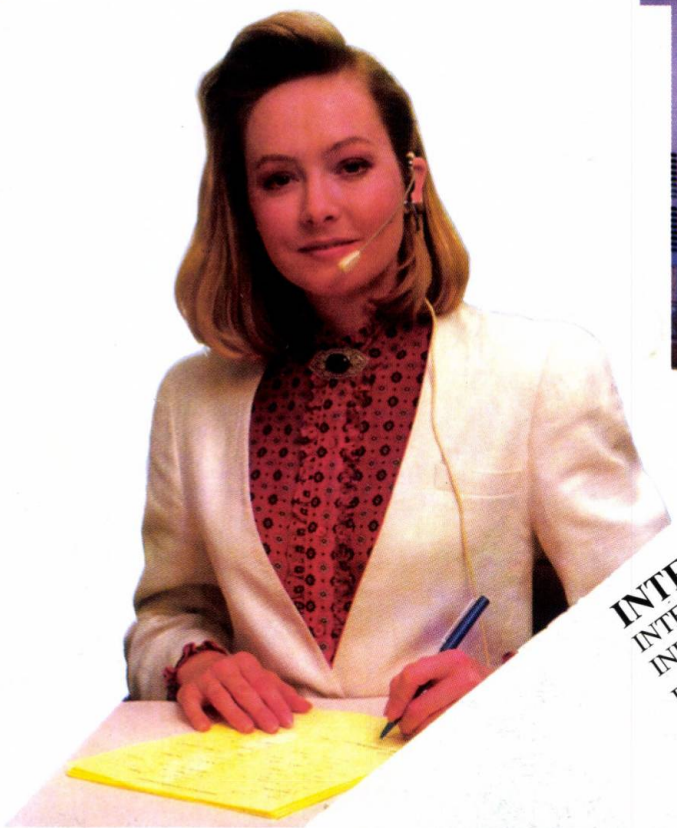


**Superior Communications Tools for the 21st Century**



- *** PABX VOCE/DATE**
- *** CENTRALE CU APEL DIRECT (fără centralistă)**
- *** RELEE MICROUNDE 2 - 38 GHz**
- *** SISTEME de RADIODIFUZIUNE și TV**
- *** REȚELE COMPLEXE de COMUNICAȚII**



**ISO 9001 Registered**

**INTERACTIVE COMMUNICATIONS T&I S.A.**
INTEGRATOR DE SISTEME SI SERVICII ÎN TELECOMUNICAȚII
INDUSTRIAL, BANCAR, HOTELIER, MILITAR
Distribuitor: **HARRIS,** ADC, COMMSCOPE, BEST
Sediul Comercial, tel/fax: 312 4356; 312 1139; 637 6468
Sediul Tehnic, tel/fax: 633 2758; 212 0762; 222 8251
București, România

# TELECOMUNICAȚII

E 6748

● RADIOCOMUNICAŢII ● TELEFONIE ● TELEGRAFIE ● TRANSMISIUNI DE DATE

● TELEVIZIUNE ● ELECTROACUSTICĂ ● POŞTĂ

ANUL XXIII

**Nr. 3/1996**

București ● România

# Telecomunicații

Apare trimestrial sub îngrijirea:

*Centrului Național de Studii și Cercetări pentru Comunicații*

*Universității Politehnica București*

*ROMTELECOM Centrul de Instruire și Documentare*

*ISSN 1223 - 6527*

**CONSILIUL DIRECTOR:**

ing. Virgil POPESCU,
ing. Silviu AGAPI,
prof. dr. ing. Adelaida MATEESCU,
dr. ing. Ion STĂNCIULESCU,
ing. Dumitru ANGHELESCU,
dr. ing. Lucian CONSTANTINESCU,
prof. dr. ing. Ioan CONSTANTIN,
prof. dr. ing. Marin DRĂGULINESCU,
ec. Nicolae MĂZGĂREANU,
ing. Constantin ȘERBĂNESCU,
prof.dr.ing. Alexandru Ștefan D. PREDA,
ing. Adrian MORARU.

Redactor șef: Aneta SABĂU
Redactor științific: Alexandru Ștefan D. PREDA

Tehnoredactare computerizată: Lucian Nicușor RUSU

Editare texte: Emiliea STOICULESCU

**NUMĂRUL 3 / 1996**

## CUPRINS

1. ***Ioan Constantin***
Profilul distribuției puterii în funcție de timpul de întârziere la canalul radio mobil **3**

2. ***Ovidiu Radu***
Handbook for Digital Signal Processing **7**

3. ***Iancu A. Ceapă***
Statistica stărilor de tranziție ale unui codor de linie din sistemele de transmisiuni de date **8**

4. ***Corneliu Eugen Sterian***
On Deriving One-To-One Functions Defined on the Set of Rotationally Invariant Trellis Encoder States **13**

5. ***Liviu Bolohan***
Testare în trafic real a calității transmisiei la 2 Mbps utilizând verificarea ciclică a redundanței (Cyclic Redundancy Check-CRC) **21**

6. ***Constantin Bălan***
Optimizarea traseului analogic al unui radioreceptor cu prelucrare numerică a semnalelor **27**

7. ***Roxana Mariana A. Zoican***
Algoritm de asignare a canalelor de frecvență pentru sistemele de comunicații mobile de mare capacitate **34**

8. ***Simona Halunga, Octavian Fratu***
Comparație între metodele de achiziție cu timpi de integrare fixați pe baza diagramei circulare **40**

**REVISTA TELECOMUNICAȚII**

**ÎN ATENȚIA AUTORILOR !**

*Textul unui articol, împreună cu figurile, figurile-foto și tabelele ce-l însoțesc, va cuprinde maxim 15 pagini A4 dactilografiate la două rânduri, pe hârtie albă, pe o singură față a filei.*

*Formulele se vor scrie clar, la mașină sau cu șablon cu tuș negru, conform STAS 1508-81 și Dicționarului limbii române.*

*Figurile și tabelele se vor executa la imprimantă laser (Laser Printer), pe calc, cu dimensiunile maxime: lățime 17cm și înălțime 23cm. Figurile foto vor fi clare, cu efecte de contrast pronunțate, ilustrând ideile din text.*

*Figurile, figurile-foto și tabelele prezentate separat de text, vor fi numerotate în ordinea prezentării în text și vor fi însoțite de borderourile corespunzătoare, dactilografiate pe pagini separate, care vor cuprinde numărul figurii (figurii-foto sau tabelului), titlurile și legendele.*

*Figurile, figurile-foto și tabelele vor fi indicate în text, în mijlocul unui rând nescris, cât mai aproape de textul corelat.*

*Fiecare articol va fi însoțit de cuvinte cheie și un rezumat în limbile română, engleză și franceză, care va cuprinde maxim șase rânduri dactilografiate.*

*Articolul va conține bibliografia folosită, dactilografiată pe o pagină separată de text conținând numele autorului, titlul articolului, titlul cărții sau revistei cu paginile corespunzătoare, editura, orașul și anul apariției. Când lucrarea citată a fost tradusă în limba română, titlul se scrie în traducere, dar cu mențiunea că lucrarea a fost tradusă, și din ce limbă.*

*Predarea la redacție a articolului se face în două exemplare.*

*Răspunderea corectitudinii pentru redactarea finală revine autorului.*

*Conform regulilor editoriale, articolele publicate în revistă nu se mai înapoiază autorului.*

*Articolele, întocmite potrivit regulilor de mai sus, se transmit d-lui prof. Alexandru Ștefan D. Preda, Facultatea Electronică și Telecomunicații, Bd. Armata Poporului nr.1, telefon: 410 54 00, int. 307, 442 sau 145.*

*Colegiul de redacție*

## CONTENTS


**1. Ioan Constantin**

*The Power Distribution Profile as Function of the Mobile Radio Channel Delay*

A simplified model of the mobile radio channel is presented and its main characteristics are determined. An accessible method for measuring the channel performances is proposed.

**2. Ovidiu Radu**

*Handbook for Digital Signal Processing*

The paper represent a syntesis of a important book concernent the digital signal processing.

**3. Iancu Ceapă**

*Statistics of Transition States for Coding Equipment Used in the Data Transmission Systems*

I will determine the statistics for the input words and for coding states, all necessary for power spectral density of the coded signal.

**4. Liviu Bolohan**

*2 Mbps in-Service Transmission Quality Testing Using Cyclic Redudancy Check*

The article presents CRC4 method for error performance evaluation at 2 Mbps digital bit rates. There are analised code's eficency, error performance parameters and objectives according to ITU Rec. G.826 and CRC4 updating procedure at intermediate parth points.

**5. Bălan Constantin**

*Analogic Part Optimization of a Digital Radio Receiver*

This paper discuss about the optimization problem of the structure and caracteristics of the large dynamic range receiving systems, presenting both the general principles of the dynamic range criterion optimization and the control algoritms of the automatic sensitivity controling systems, based on the perturbation level existing in the receiving point.

**6. Roxana-Mariana A. Zoican**

*Frequency Channel Assignment Algorithm in High Capacity Mobile Communication Systems*

The paper presents a flexible radio channel assignment algorithm which enables the calls having all their nominal channels busy, to borrow channels from the neighbouring cells, providing that co-channel interference will not result. Reassignment strategies are used when a call is terminated on a nominal channel, to switch a call in progress in a borrowed channel to that nominal one and set free the borrowed channel.

7. **Simona Halunga, Octavian Fratu**

*A Comparasion Between Fixed Dwell Time Acquisition Using the Circular State Diagram Methods*

This paper presents the circular state diagram methods used to determine the performances of the single dwell serial search system used for acquisition of the received signals in spread spectrum systems. The theoretical results obtained are numerically illustrated for two cases of interest.


## SOMMAIRE


**1. Ioan Constantin**

*Forme de la distribution de puissance pour le canal radio mobile en fonction de temps de retard*

On presente un modele simplifie pour le canale radio mobile. On determine les caracteristique principales pour ce canal et on propose une methode accesibile pour mesurer les performances du canal.

**2. Ovidiu Radu**

L'article represent une compte-rendu d'un livre important concernant le traitement numerique du signal.

**3. Iancu Ceapă**

*Statistique d'etats de transition pour un codeur de ligne utilise dans les systemes de transmission de donnees*

Pour les sequences de donnees suposees a l'operation de codage de ligne dans les systemes de transmission sur le cable, on determine la statistique pour les mots d'entree et pour les etats de codage necessaire pour calculer la densite spectrale de puissance du signal de ligne.

**4. Liviu Bolohan**

*La surveillance en-service de la qualite de transmission a 2 Mbps en utilisant le controle de la redondance cyclique*

Cet article présente la méthode CRC4 pour l'évaluation de performance d'erreur auj debit binaire de transmission de 2 Mbps. On analyse l'efficacité du code, les paramètres et les objectifs de performance d'erreur selon la Recommandation UIT G.826 et une procedure d'actualiser CRC4 dans les points intermediaires de voie.

**5. Bălan Constantin**

*L'optimisation de la porte analogique d'un récepteur au traitement numerique du signal*

Cet article est consacré aux questions d'optimisation du structure et des caractéristiques d'un recépteur avec une large gamme dynamique, présente les principes d'optimisation utilisant le critère du gamme dynamique et aussi des algoritms du reglage automatique de la sensibilité utilisant le niveau des perturbations.

**6. Roxana-Mariana A. Zoican**

*Algorithme d'assurance des canaux de fréquence pour les systhèmes de communications* ***de grande capacité***

L'oeuvre présente un algorythme qui assure d'allocation flexible des canaux radio dans les systhèmes télécommunications mobiles, tel que cet algorythme permet d'emprunter les canaux des cellules voisines si tous les canaux nominales alloués sont occupes. On use des stratégies d'allocation dinamique quand les appels dedans les canaux nominales des cellules sont fermés.

7. **Simona Halunga; Octavian Fratu**

*Étude comparatif entre les méthodes d'aquisition aux temps d'integration établis par le diagramme circulaire*

L'article présente la méthode du diagramme circulaire pour le calcul des performances des systèmes d'acquisition avec des temps d'integration discrets utilisés àla réception des signaux aux spectres parsemés (spread spectrum) du type séquence directe. Les résultats théoriques obtenus sont illustrés numeriquement pour deux cas d'intérêt.

# Profilul distribuției puterii în funcție de timpul de întârziere la canalul radio mobil

***Prof. dr. ing. Ioan Constantin** **

*Cuvinte cheie: canal radio mobil; reflexie; timp de întârziere de grup; distribuția puterii.*

*Se prezintă un model simplificat pentru canalul radio mobil. Se determină caracteristicile principale ale acestuia. Se propune o metodă accesibilă pentru măsurarea performanțelor canalului.*

## 1. INTRODUCERE

După prezentarea unui model simplificat al canalului radio mobil având parametrii variabili în timp se fac o serie de considerații asupra modului de caracterizare a canalului. Se determină astfel în ipotezele date profilul distribuției puterii în funcție de timpul de întârziere și deplasarea Doppler. În continuare se analizează o metodă clasică de sondare a canalului radio mobil.

În final se propune un procedeu pentru determinarea profilului distribuției puterii în funcție de timpul de întârziere în lipsa deplasării Doppler.

## 2. MODELUL EXPLICATIV AL CANALULUI RADIO MOBIL

Se consideră un emițător fix și un receptor mobil care se deplasează într-o localitate. Semnalul modulator al emițătorului z(t) este binar astfel încât:

$$z \in \{-1, 1\} \tag{1}$$

Semnalul emis se consideră PSK având expresia:

$$x(t) = \mathrm{Re}\left\{ z(t)\, e^{j\omega_c t} \right\} \tag{2}$$

unde $\omega_c$ este frecvența purtătoare.

Ca rezultat al reflexiilor se obține la intrarea receptorului semnalul [1]:

$$y(t) = \mathrm{Re}\left\{ \sum_i p_i\, z(t-\theta_i)\; e^{j(\omega_c - v_i)\, t}\, e^{j\delta_i} \right\} \tag{3}$$

unde, asociat reflectorului i, se definesc parametrii:

- $p_i$ - coeficient de reflexie ;
- $\theta_i$ - valoarea medie a timpului de propagare ;
- $v_i$ - deplasarea Doppler ;
- $\delta_i$ - variabilă aleatoare uniform distribuită în intervalul $(-\pi\ \pi)$

Coeficientul de reflexie, în cazul cel mai simplu, este:

$$p_i = |p_i|\, e^{-j\omega_c \theta_i} \tag{4}$$

Argumentul coeficientului de reflerxie nu prezintă importanță dată fiind prezența, în expresia (3), a variabbilei aleatoare $\delta_i$ uniform distribuită. Din acest motiv coeficientul de reflexie se va considera real (pi ∈ R).

Anvelopa complexă a semnalului recepționat este:

$$\underline{y}(t) = \sum_i \underline{p}_i\, z(t-\theta)\, e^{-jv_i t} \tag{5}$$

unde s-a introdus notația:

$$\underline{p}_i = p_i\, e^{j\delta_i} \tag{6}$$

Pentru un coeficient de reflexie complex.

Dacă se consideră perechile Fourier:

$$z(t) \leftrightarrow Z(\omega)$$

$$\underline{y}(t) \leftrightarrow Y(\omega) \tag{7}$$

se obține:

$$Y(\omega) = \sum_i \underline{p}_i\, Z(\omega - v_i)\, e^{-j(\omega - v_i)\theta_i} \tag{8}$$

Funcția pondere a sistemului echivalent de joasă frecvență cu parametri variabili în timp este:

$$h(t,\tau) = \sum_i \underline{p}_i\, \delta(\tau - \theta_i)\, e^{-jv_i t} \tag{9}$$

deoarece se poate verifica ușor îndeplinirea relației:

$$\underline{y}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t-\tau)\, h(t,\tau)\, d\tau \tag{10}$$

Coeficienții de reflexie complecși sunt variabile aleatoare cu proprietățile :

$$E\left\{ \underline{p}_i\, \underline{p}_k^* \right\} = 0 \ ;\ i \neq k$$

$$E\{\underline{p}_k\} = 0 \tag{11}$$

unde E { } este operatorul de mediere statistică.

Se determină funcția de autocorelație:

$$R_h(t,\tau\ ;\ t_1,\tau_1) = E\left\{ h(t,\tau)\, h^*(t_1,\tau_1) \right\} =$$

* Universitatea "Politehnica" București

$$= \sum_i E\left\{ p_i^2 \right\} e^{jv_i(t-t_1)} \delta(\tau - \theta_i)\delta(\tau_1 - \theta_i) \qquad (12)$$

Cu alte cuvinte canalul este staţionar în sens larg (WSS). Acest rezultat este datorat faptului că a fost presupusă necorelarea reflectoarelor la deplasări Doppler diferite [1].

Pe de altă parte, dacă $\tau \neq \tau_1$ funcţia de autocorelaţie (12) este nulă. Aceasta înseamnă că reflectoarele care produc întârzieri diferite sunt necorelate. În aceste condiţii relaţia (12) devine:

$$R_h(\xi;\tau,\tau_1) = \delta(\tau - \tau_1) R_h(\xi;\tau)$$

$$R_h(\xi;\tau) = \sum_i E\left\{ p_i^2 \right\} e^{jv_i\xi} \delta(\tau - \theta_i) \qquad (13)$$

Funcţia de autocorelaţie a anvelopei complexe a semnalului la ieşire y(t) este:

$$R_y(t,t+\xi) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} z(t-\tau)\, z^*(t+\xi-\tau)\cdot$$

$$\cdot R_h(\xi;\tau,\tau_1)\, d\tau d\tau_1 =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} z(t-\tau)\, z^*(t+\xi-\tau)\, R_h(\xi;\tau)\, d\tau =$$

$$= \sum_i E\left\{ p_i^2 \right\} e^{jv_i\xi} z(t-\theta_i)\, z^*(t+\xi-\theta_i) \qquad (14)$$

unde s-a ţinut cont de relaţiile(9) şi (13).

Pe de altă parte există relaţia:

$$R_y(t,t+\xi) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} z(t-\tau)\, z^*(t+\xi-\tau)\cdot$$

$$\cdot P_s(\tau,v)\, e^{jv\xi}\, dv d\tau \qquad (15)$$

unde $P_S(\tau,v)$ este profilul distribuţiei puterii în funcţie de timpul de întârziere şi deplasarea Doppler. Se verifică fără dificultate că:

$$P_s(\tau,v) = \sum_i E\left\{ p_i^2 \right\} \delta(v - v_i)\, \delta(\tau - \theta_i) \qquad (16)$$

Apariţia impulsurilor Dirac în expresia (16) este datorată ipotezei simplificatoare prin care semnalul reflectat suferă numai: atenuare, deplasare Doppler şi întârziere. Aceasta este uşor de interpretat şi din expresia funcţiei pondere (9).

Dacă deplasarea Doppler ar fi nulă (adică ne interesează performanţele canalului radio în puncte fixe de recepţie sau în regim cvasistaţionar) din relaţiile precedente se determină densitatea spectrală de putere:

$$P_s(\tau) = \sum_i E\left\{ p_i^2 \right\} \delta(\tau - \theta_i) \qquad (17)$$

## 3. PRELUCRARE LA FRECVENŢA INTERMEDIARĂ PENTRU DETERMINAREA DISTRIBUŢIEI PUTERII

Se notează cu $Z_N(t)$ secvenţa pseudoaleatoare având durata bitului T şi perioada NT. Funcţia de autocorelaţie asociată, este de perioadă NT şi are expresia:

$$d_{NT}(\tau) = \frac{1}{NT}\int_{NT} z_N(t)\, z_N(t+\tau)\, dt \qquad (18)$$

Alegerea secvenţei pseudoaleatoare se face dintre cele de lungime maximală, dat fiind proprietăţile lor convenabile (2). În figura 1 este reprezentată, în acest caz, funcţia de autocorelaţie pe o perioadă.

La emisie semnalul PSK este modulat cu secvenţa pseudoaleatoare $Z_N$ (t).

O metodă de măsură cunoscută (1) utilizează un filtru adaptat la frecvenţa intermediară Ω a receptorului. Funcţia pondere a filtrului este:

$$h_f(t) = P_{NT}(t) z_N(NT - t)\cos\Omega t \qquad (19)$$

unde:

$$P_{NT}(t) = \begin{cases} 1 & t \in (0, NT) \\ 0 & \text{în rest} \end{cases} \qquad (20)$$

Semnalul recepţonat are, după amplificatorul de frecvenţă intermediară, expresia:

$$y(t) = \sum_i p_i\, z_N(t-\theta_i) \cos\left[ (\Omega - v_i)\, t + \varphi + \delta_i \right] \qquad (21)$$

Se remarcă presupunerea de sincronizare din punct de vedere a frecvenţei purtătoare mai puţin al fazei (argumentul φ necunoscut).

La ieşirea filtrului adaptat, cu funcţia pondere (19), care este realizat în mod obişnuit prin tehnologia undelor acustice de suprafaţă (SAW), se obţine semnalul:

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_f(\tau)\, y(t-\tau)\, d\tau =$$

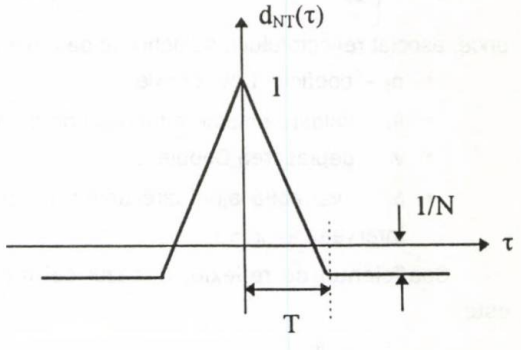



Figura 1 - Funcţia de autocorelaţie a secvenţei pseudoaleatoare

$$= \sum_i \frac{1}{2} p_i \int_o^{NT} z_N (NT - \tau) z_N (t - \tau - \theta_i) \cdot$$

$$\cdot \cos \left[ ( \Omega - v_i ) t + \varphi + \delta_i - v_i \tau \right] d\tau +$$

$$+ \sum_i \frac{1}{2} p_i \int_o^{NT} z_N (NT - \tau) z_N (t - \tau - \theta_i) \cdot$$

$$\cdot \cos \left[ (\Omega - v_i) t + 2 \Omega \tau + \varphi + \delta_i - v_i \tau \right] d\tau \qquad (22)$$

Se verifică cu uşurinţă posibilitatea neglijării termenului $v_i \tau$ din argumentele cosinusurilor în intervalul de integrare. Integralele din cea de-a doua sumă pot fi neglijate deoarece, pentru o valoare t fixată, se remarcă îndeplinirea condiţiei:

$$2 \Omega >> \frac{2\pi}{T} \qquad (23)$$

În consecinţă, la ieşirea filtrului adaptat semnalul poate fi scrise sub forma:

$$w(t) = \frac{NT}{2} \sum_i p_i d_{NT} (t - \theta_i) \cos \left[ ( \Omega - v_i ) t + \varphi + \delta_i \right] \qquad (24)$$

Punând un circuit de defazare cu $\pi/2$ după filtrul adaptat se obţine la ieşirea acestuia componenta în fază (24) şi cea în cuadratură conform expresiei:

$$w_q (t) = \frac{NT}{2} \sum_i p_i d_{NT} (t - \theta_i) \sin \left[ ( \Omega - v_i ) t + \varphi + \delta_i \right] \qquad (25)$$

Pentru determinarea profitului distribuţiei puterii în funcţie de timpul de întârziere de grup se calculează:

$$P(t) = w^2 (t) + w_q^2 (t) = \left( \frac{NT}{2} \right)^2 \sum_i p_i^2 d_{NT}^2 (t - \theta_i) +$$

$$+ \left( \frac{NT}{2} \right)^2 \sum_{\substack{i,j \\ i \neq j}} p_i p_j d_{NT} (t - \theta_i) \cos \left[ (v_i - v_j) t - \delta_i + \delta_j \right] \qquad (26)$$

Cu o alegere convenabilă a duratei bitului şi a lungimii secvenţei pseudoaleatoare, se poate presupune că:

$$d_{NT} (t - \theta_i) d_{NT} (t - \theta_j) = 0 ; \quad i \neq j \qquad (27)$$

Pentru a nu utiliza ipoteza (27) este de preferat o mediere statistică asupra expresiei (26) pentru fiecare t. Se obţine:

$$P_s (t) = E \{ P(t) \} = \left( \frac{NT}{2} \right)^2 \sum_i E \left\{ p_i^2 \right\} d_{NT}^2 (t - \theta_i) \qquad (28)$$

unde a fost suficient să se ţină seama că la medierea unor măsurători efectuate în jurul unui punct de recepţie se obţine:

$$E \left\{ \cos \left[ (v_i - v_j) t - \delta_i + \delta_j \right] \right\} = 0 \qquad (29)$$

Este posibilă eliminarea circuitului de defazare cu $\pi/2$. Prelucrând semnalul dat de relaţia (24) se obţine:

$$w^2 (t) = \left( \frac{NT}{2} \right)^2 \sum_i \frac{p_i^2}{2} d_{NT}^2 (t - \theta_i) +$$

$$+ \left( \frac{NT}{2} \right)^2 \sum_i \frac{p_i^2}{2} d_{NT}^2 (t - \theta_i) \cos \left[ 2(\Omega - v_i) t + 2 \varphi + 2 \delta_i \right] +$$

$$+ \left( \frac{NT}{2} \right)^2 \sum_{\substack{i,j \\ i \neq j}} p_i p_j d_{NT} (t - \theta_i) d_{NT} (t - \theta_j) \cdot$$

$$\cdot \cos \left[ ( \Omega - v_i ) t + \varphi + \delta_i \right] \cos \left[ ( \Omega - v_j ) t + \varphi + \delta_j \right] \qquad (30)$$

Efectuând medierea statistică, în condiţii similare cazului anterior, se găseşte:

$$P_s (t) = E \left\{ w^2 (t) \right\} = \left( \frac{NT}{2} \right)^2 \sum_i \frac{1}{2} E \left\{ p_i^2 \right\} d_{NT}^2 (t - \theta_i) \qquad (31)$$

Trebuie remarcat faptul că, la determinarea profilului distribuţiei puterii în funcţie de timpul de întârziere, receptorul se consideră fix şi se repetă măsurătorile pentru poziţii apropiate ale antenei care asigură valori aleatoare pentru $\delta_i$ în scopul realizării mediilor necesare. În aceste situaţii expresiile de mai sus puteau fi scrise mai simplu, considerând $v_i = 0$, $\forall i \in N$.

## 4. RECEPTOR SIMPLIFICAT PENTRU DETERMINAREA PROFILULUI DISTRIBUŢIEI PUTERII ÎN LIPSA DEPLASĂRII DOPPLER

După amplificatorul de frecvenţă intermediară se efectuează demodularea coerentă pentru extragerea componentelor în fază şi în cuadratură. Trebuie avută în vedere imprecizia refacerii frecvenţei intermediare cu o eroare $\Delta \Omega$. Componenta în fază după demodulare va fi:

$$w_I (t) = \sum_i p_i z_N (t - \theta_i) \cos \left[ \Delta \Omega t + \varphi + \delta_i \right] \qquad (32)$$

iar cea în cuadratură:

$$w_q (t) = \sum_i p_i z_N (t - \theta_i) \sin \left[ \Delta \Omega t + \varphi + \delta_i \right] \qquad (33)$$

Deplasarea Doppler a fost considerată nulă.

Pentru început se vor face o serie de consideraţii privind componenta în fază. La trecerea acesteia printr-un filtru adaptat în joasă frecvenţă, cu funcţia pondere:

$$h_o (t) = P_{NT} (t) z_N (NT - t) \qquad (34)$$

se obţine:

$$y_I (t) = \sum_i p_i \int_o^{NT} z_N (NT - \tau) z_N (t - \tau - \theta_i) \cdot$$

$$\cdot \cos\left[\Delta\Omega\ (t-\tau)+\varphi+\delta_i\right] d\tau =$$

$$= \sum_i p_i \cos\left(\Delta\Omega\, t+\varphi_o+\delta_i\right) \int_o^{NT} z_N(t-\tau-\theta_i)\, z_N(NT-\tau) \cdot$$

$$\cdot \cos \Delta\Omega \left(\tau-\frac{NT}{2}\right) d\tau +$$

$$+ \sum_i p_i \sin\left(\Delta\Omega\, t+\varphi_o+\delta_i\right) \int_o^{NT} z_N(t-\tau-\theta_i)\, z_N(NT-\tau) \cdot$$

$$\cdot \sin \Delta\Omega \left(\tau-\frac{NT}{2}\right) d\tau \qquad (35)$$

unde:

$$\varphi_o = \varphi - \Delta\Omega \frac{NT}{2} \qquad (36)$$

Pentru T = 0,5 μs, N = 64 și ΔF = 300 Hz se obține în interiorul integralelor (35) cea mai mare valoare absolută a argumentelor funcțiilor trigonometrice:

$$\Delta\Omega \frac{NT}{2} = 3 \cdot 10^{-2}\ radiani \qquad (37)$$

la care corespund:

$$\cos \Delta\Omega \frac{NT}{2} = 0{,}999$$

$$\sin \Delta\Omega \frac{NT}{2} = 0{,}03 \qquad (38)$$

În aceste condiții se poate scrie:

$$y_I(t) = NT \sum_i p_i\, d_{NT}(t-\theta_i) \cos\left[\Delta\Omega\, t+\varphi_o+\delta_i\right] \qquad (39)$$

Utilizând aceeași simplificare pentru componenta în cuadratură se obține:

$$y_q(t) = NT \sum_i p_i\, d_{NT}(t-\theta_i) \sin\left[\Delta\Omega\, t+\varphi+\delta_i\right] \qquad (40)$$

Cu aceasta se determină:

$$P(t) = y_I^2(t) + y_q^2(t) = (NT)^2 \sum p_i^2\, d_{NT}^2(t-\theta_i) +$$

$$+ (NT)^2 \sum_{\substack{i,j \\ i \neq j}} p_i\, p_j\, d_{NT}(t-\theta_i)\, d_{NT}(t-\theta_j) \cos\left[(\delta_i-\delta_j)\right] \qquad (41)$$

În ipoteza (27) se obține:

$$P(t) = (NT)^2 \sum_i p_i^2\, d_{NT}^2(t-\theta_i) \qquad (42)$$

ceea ce reprezintă rezultatul dorit.

Deoarece ipoteza (27) nu este sigură va trebui să se efectueze medierea statistică, la fel ca în paragraful anterior. Se obține:

$$P_s(t) = E\left\{P(t)\right\} = (NT)^2 \sum_i E\left\{p_i^2\right\} d_{NT}^2(t-\theta_i) \qquad (43)$$

Deoarece prelucrarea atât a componentei în fază cât și în cuadratură ridică probleme pentru efectuarea lor în timp real, se analizează ce se poate obține folosind numai componenta în fază. Pentru aceasta se determină:

$$y_I^2(t) = (NT)^2 \sum_i \frac{\rho_i^2}{2} d_{NT}^2(t-\theta_i) +$$

$$+ (NT)^2 \sum_i \frac{p_i^2}{2} d_{NT}^2(t-\theta_i) \cos\left[2\Delta\Omega\, t + 2\varphi_o + 2\delta_i\right] +$$

$$+ (NT)^2 \sum_{\substack{i,j \\ i \neq j}} p_i\, p_j\, d_{NT}(t-\theta_i)\, d_{NT}(t-\theta_j) \cdot$$

$$\cdot \cos\left[\Delta\Omega\, t+\varphi_o+\delta_i\right] \cos\left[\Delta\Omega\, t+\varphi_o+\delta_j\right] \qquad (44)$$

În condițiile efectuării medierii statistice se găsește:

$$\frac{1}{2} P_s(t) = E\left\{y_I^2(t)\right\} =$$

$$= (NT)^2 \frac{1}{2} \sum_i E\left\{p_i^2\right\} d_{NT}^2(t-\theta_i) \qquad (45)$$

În cadrul operației de mediere statistică la un moment t dat se va ține seama de periodicitatea funcției de autocorelație $d_{NT}(t)$. Cu alte cuvinte medierea este de forma:

$$E\left\{y_I^2(t)\right\} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M} y_{Ik}^2\left[t-g(k)\,NT\right] \qquad (46)$$

unde $y_{I\,k}(t)$ este obținut pentru poziția k schimbată a antenei, iar g(k) este un număr întreg convenabil ales.

## 5. CONCLUZII

Procedeul de sondare a canalului radio prezentat în paragraful 4 permite determinarea performanțelor privind profilul distribuției puterii în funcție de timpul de întârziere de grup cu mijloace tehnice mai accesibile decât echipamentele sofisticate și extrem de scumpe prezentate în diferitele lucrări de specialitate [1] [3].

## BIBLIOGRAFIE

[1.] Parsons J.D. : The mobile radio propagation channel - Pentech Press Publisher - London, 1992.

[2.] Zimer E.R., Peterson L.R. - Digital Communications and Spread Spectrum Systems - Macmillan Publishing Co., New York, 1986.

[3.] Parsons J.D., Demery D.A., Turkmani A.M.D.: Sounding techniques for wideband mobile radio channels: a review, IEEE Proceedings - I, vol. 138, No. 5, October 1991, pp. 437 - 446.

# Handbook for Digital Signal Processing - editată de Sanjit K. Mitra și James F. Kaiser, John Wiley & Sons, 1993

*Conf. Ovidiu Radu* *

**Obiectivul** principal al acestei cărți este extragerea, dintr-o vastă literatură, a ideilor centrale și a metodelor de bază, de analiză, sinteză și implementare a sistemelor de prelucrare digitală a semnalelor.

Cititorul poate să rețină problemele semnificative care pot fi întâlnite, evitând astfel căutările neesențiale.

Cartea cuprinde 16 capitole, care conțin în egală măsură, subiecte fundamentale și avansate.

**Capitolul 1** constituie o introducere în conceptele de bază ale prelucrării semnalelor și cuprinde câteva exemple tipice de aplicații.

**Capitolul 2** privește semnalele continui și discrete în timp, deterministe sau aleatoare. Acest capitol trece în revistă transformatele Laplace, Fourier și z, instrumente importante de analiză și sinteză a sistemelor liniare continui respectiv discrete în timp. Sunt tratate de asemeni efectele eșantionării.

**Capitoul 3** se ocupă cu reprezentarea sistemelor discrete în domeniu timp, domeniul frecvență și reprezentarea structurală. Aceste sisteme sunt cunoscute sub denumirea de filtre digitale.

Următoarele două capitole (**cap. 5 - 6**), tratează problema proiectării filtrelor, adică deducerea unei funcții de transfer realizabile pe baza unui răspuns dat, în domeniul frecvență sau domeniul timp, cu eroarea minimă.

**Capitolul 6** privește metodele cele mai utilizate pentru implementarea filtrelor. Se face o analiză a efectelor lungimii finite a cuvintelor asupra performanțelor filtrelor digitale.

**Capitolul 7** studiază structurile de filtre care minimizează efectele lungimii finite a cuvintelor. Un prim efect este cuantizarea coeficienților, care duce la modificarea răspunsului în frecvență. Se prezintă structurile care au modificări minime ale răspunsului. Un alt efect constă în modificarea produselor.

Capitolul descrie de asemeni metode de creștere a raportului semnal-zgomot.

**Capitolul 8** este dedicat transformatei Fourier discrete care este necesară în analiza semnalelor, sistemelor discrete în timp, în proiectarea filtrelor digitale.

**Capitolul 9** trece în revistă noile concepte privind proiectarea procesoarelor digitale bazate pe sisteme aritmetice cu numere reziduale.

Structurile de interfață între datele de intrare și ieșire ale sistemelor continui și discrete în timp sunt subiectul **capitolului 10.**

**Capitolul 11** se concentrează asupra problemelor de arhitectură (hardware) accentuându-se descrierea procesoarelor digitale de semnal, în timp ce **capitolul 12** conține implementarea prin software, cu accent pe programarea structurilor PDS.

**Capitolul 13** prezintă proiectarea unor filtre digitale speciale: transformate Hilbert, integratoare, diferențiatoare, etc.

Subiectul filtrelor cu viteze multiple este tratat în **capitolul 14**. El include filtre digitale cu decimare, interpolare sau cu viteze multiple.

**Capitolul 15** privește teoria și proiectarea filtrelor adaptive.

În final, **capitolul 16** se ocupă cu analiza spectrală prin metode clasice (transformata Fourier) cât și moderne (metode parametrice).

* Universitatea "Politehnica" din București

# Statistica stărilor de tranziție ale unui codor de linie din sistemele de transmisiuni de date

*Conf. dr. ing. Iancu A. Ceapă* *

*Cuvinte cheie: proces stochastic discret, valoare medie statistică, funcție de autocorelație statistică, staționaritate în sens strict, staționaritate în sens larg.*

*Pentru secvețele de date supuse operației de codare de linie în sistemele de transmisiuni pe cablu, se determină statistica secvenței cuvintelor de intrare și a stărilor de codare necesară în determinarea densității spectrale de putere a semnalului de linie codat.*

## 1. INTRODUCERE

**P**entru o evaluare completă a performanțelor realizate de metodele de codare a semnalelor de linie utilizate în sistemele de transmisiuni digitale pe cablu, este necesară determinarea densității spectrale de putere a semnalului codat.

Expresia densității spectrale de putere pentru un astfel de semnal, se deduce considerând operația de codare reprezentată printr-o mașină secvențială sincronă de stări finite [1].

În general, secvența cuvintelor de cod rezultată în urma codării aplicată secvenței simbolurilor de intrare, este un proces stochastic discret N-dimensional (N = lungimea cuvântului de cod) a cărui statistică depinde de statistica secvenței simbolurilor de intrare și de legea de codare. De aceea, ipoteze cu privire la ordinul statisticii și staționarității ce caracterizează orice proces stochastic, vor fi făcute numai asupra secvenței simbolurilor de intrare.

Rezultă că pentru determinarea densității spectrale de putere a semnalului codat este necesară mai întâi analiza caracteristicilor statistice ale secvenței cuvintelor de intrare și secvenței stărilor de codare ce constituie subiectul acestui articol.

## 2. STATISTICA SECVENȚEI CUVINTELOR DE LA INTRAREA CODORULUI

În [1] s-a arătat că pentru realizarea codării, secvența $\{b_k\}$ a simbolurilor generate de sursa binară este segmentată în cuvinte de lungimea M, formând secvența {[b]n} a cuvintelor de intrare, unde:

$$[b_n] = \left[ b_n^1 \dots b_n^M \right] \in \mathcal{J}, \quad (n \in \mathcal{Z}) \tag{1}$$

Statistica secvenței cuvintelor de intrare depinde de cea a secvenței simbolurilor pentru care se fac următoarele ipoteze:

- 1) - secvența $\{b_k\}$ este presupusă staționară;
- 2) - simbolurile secvenței sunt independente în perechi, adică secvența este un proces aleator [2].

În baza acestor ipoteze rezultă că sursa binară este complet caracterizată din punct de vedere statistic dacă este cunoscută probabilitatea de apariție a unuia din cele două simboluri, de exemplu cea a simbolului "1", :

$$p \triangleq P(b_k = 1) \tag{2}$$

Referitor la ipoteza 1) trebuie remarcat că nu este necesar să se precizeze ordinul staționarității, deoarece secvența fiind pur aleatoare și cu staționaritate de ordinul unu, are staționaritate de orice ordin, deci este staționară în sens strict.

Într-adevăr, în condițiile ipotezei 2), distribuția probabilității de un ordin oarecare k se poate pune sub forma:

$$P_k\left( b_{r+1} = \beta_{i_1}, b_{r+2} = \beta_{i_2}, \dots, b_{r+k} = \beta_{i_k} \right) = \prod_{j=1}^{k} P_1\left( b_{r+j} = \beta_{i_j} \right) \tag{3}$$

și de asemenea:

* Universitatea Politehnică București

$$P_k\left(b_{r+s+1}=\beta_{i_1}, b_{r+s+2}=\beta_{i_2},\ldots,b_{r+s+k}=\beta_{i_k}\right)= \quad (4)$$
$$=\prod_{j=1}^{k} P_1\left(b_{r+s+j}=\beta_{i_j}\right)$$

unde $\beta_i$ sunt simbolurile alfabetului binar, $\beta_i \in \mathcal{B}_2=\{0,1\}$.

Dacă procesul are o staționaritate simplă, atunci:

$$P_1(b_{r+s+j}=\beta_{i_j}) = P_1(b_{r+j}=\beta_{i_j}) \quad (5)$$

și din relațiile (3) și (4) rezultă egalitatea primilor membri, ceea ce înseamnă că procesul are de fapt o staționaritate de un ordin k oarecare, deci este strict staționar.

Totuși, pentru aplicațiile care interesează are importanță numai staționaritatea până la ordinul doi, adică staționaritatea în sens larg și anume pe aceasta o vom considera în continuare.

Cunoscând caracteristicile secvenței simbolurilor de intrare $\{b_k\}$, se pot determina acum și cele ale secvenței de intrare $\{[b]_n\}$ care este formată din simbolurile $b_k$ prin segmentarea M câte M.

Folosind ipoteza 2) se poate scrie, considerând două cuvinte oarecare ale secvenței, că:

$$P_2\left([b]_i=[b]_u, [b]_j=[b]_u\right)=$$
$$=P_2\left\{b_i^1=b_u^1,\ldots,b_i^M=b_u^M, b_j^1=b_u^1,\ldots,b_j^M=b_u^M\right\}=$$
$$=\prod_{p=1}^{M} P_1\left(b_i^p=b_u^p\right)\cdot\prod_{q=1}^{M} P_1\left(b_j^q=b_u^q\right)=$$
$$=P_1\left([b]_i=[b]_u\right)\cdot P_1\left([b]_j=[b]_u\right) \quad (6)$$

unde:

- $[b]_u \in B_2^M$ (mulțimea cuvintelor de intrare ale codorului)
- $b_u^2, b_u^q \in \mathcal{B}_2$ (alfabetul binar de la intrarea codorului)

Din (6) rezultă că secvența cuvintelor de intrare este un proces vector discret ale cărui elemente sunt independente în perechi, adică este un proces vector pur aleator, deci la fel ca și procesul scalar al simbolurilor de intrare.

Să arătăm că acest proces are și o staționaritate simplă. Pentru aceasta, este suficient să se arate că valoarea medie nu depinde de indicele de timp n. Într-adevăr:

$$E\{[b]_n\}=\left[E\left\{b_n^1\right\}, E\left\{b_n^1\right\},\ldots,E\left\{b_n^M\right\}\right]=[m]_b \quad (7)$$

și în baza ipotezei 1) componentele vectorului $[m]_b$ sunt independente de n, adică procsul are o staționaritate simplă.

Ținând seama și de faptul că procesul este pur aleator și repetând raționamentul făcut la secvența simbolurilor de intrare, rezultă că secvența cuvintelor este staționară și în sens strict.

În concluzie, se poate spune că în baza ipotezelor 1) și 2) făcute asupra secvenței simbolurilor de la intrare, secvența cuvintelor de intrare obținută este un proces aleator staționar în sens strict.

Ipotezele făcute sunt oarecum justificabile din punct de vedere practic dacă se ține seama că înainte de codarea de linie datele sunt aplicate unui "scrambler".

Pentru secvența cuvintelor de intrare, se poate determina acum distrivuția de probabilitate de ordinul unu care descrie complet procesul:

$$q_u = P\left([b]_n=[b]_u\right)=\prod_{j=1}^{M} P\left(b_n^j=b_u^j\right)=p^{M_u^1}(1-p)^{M_u^0} \quad (8)$$

sau:

$$q_u = p^{M_u^1}(1-p)^{M-M_u^1}, \quad (u=\overline{1,K}) \quad (9)$$

unde s-a ținut seama de (2) și că cele $K=2^M$ cuvinte de intrare notate prin $[b]_u$ sunt considerate ca vectori linie, M-dimensionali, adică:

$$[b]_u=\left[b_u^1, b_u^2 \ldots b_u^M\right], \quad (u=\overline{1,K} \text{ și } b_u^j \in \mathcal{B}_2)$$

Cu $M_u^1$ și $M_u^0$ s-au notat numărul de simboluri "1" și respectiv numărul de simboluri "0" conținute de cuvântul $[b]_u \in B_2^M$. Când simbolul "1" și simbolul "0" au aceeași probabilitate de apariție, adică sunt echiprobabile, în care caz p = 0,5, atunci rezultă că și cuvintele de intrare sunt echiprobabile având:

$$q_u = 1/2^M \quad \text{(independentă de u)} \quad (10)$$

Deci statistica secvenței cuvintelor de intrare este complet determinată de probabilitatea $q_u$ dată de relația (9) sau (10).

## 3. STATISTICA SECVENȚEI STĂRILOR DE CODARE

### 3.1. Staționaritatea secvenței stărilor de codare

Funcția de tranziție a stărilor are forma:

$$S_{n+1} = g(S_n, [b]_n) \quad (11)$$

unde $S_n, S_{n+1} \in \mathcal{S}$ și reprezintă starea "prezentă", respectiv "următoarea" a codorului.

Pe baza faptului că secvența $\{[b]_n\}$ este un proces pur aleator și staționar în sens strict, se va demonstra

mai întâi că secvența stărilor $\{S_n\}$ cu $(-\infty < n < \infty)$ este un lanț Markov omogen [3], adică un proces discret Markov, staționar în sens larg.

Cu ajutorul funcției de tranziție a stărilor (11) se pot genera următoarele secvențe de variabile aleatoare :

$S_{n+1}$

$S_n$ , $[b]_n$

$S_{n-1}$ , $[b]_{n-1}$ , $[b]_n$

$S_{n-2}$ , $[b]_{n-2}$ $[b]_{n-1}$ , $[b]_n$

. . . . . (12)

Din acest mod de prezentare, este evident că starea $S_{n+1}$ a codorului depinde de oricare din secvențele scrise, adică starea $S_{n+1}$ este în mod funcțional dependentă de secvența:

$[b]_n$ , $[b]_{n-1}$ , $[b]_{n-2}$ , . . .

și este independentă de secvența:

$[b]_{n+1}$ , $[b]_{n+2}$ , . . . .

Ținând seama că $\{[b]_n\}$ este o secvență pur aleatoare, atunci rezultă că și variabilele:

$S_{n+1}$ , $[b]_{n+1}$ , $[b]_{n+2}$ , . . . . (13)

formează o secvență pur aleatoare, adică sunt independente din punct de vedere statistic.

Mai departe, faptul că secvența $\{S_n\}$ este un lanț Markovian simplu, se poate arăta pe mai multe căi, de exemplu demonstrând egalitatea [3]:

$$P_k(i_k / i_{k-1}, ...., i_1) = P_2(i_k / i_{k-1}) \quad (14)$$

unde:

$$P_k\left(i_k / i_{k-1}, . . i_1\right) = P\left(S_{n+k} = s_{i_k} / S_{n+k-1} = s_{i_{k-1}}, . . S_{n+1} = s_{i_1}\right) \quad (15)$$

reprezintă probabilitatea de ordinul k condiționată, scrisă pentru k stări consecutive, pentru care $S_i \in \mathcal{S}$ .

Probabilitatea (15) mai poate fi scrisă

$$P_k\left(i_k / i_{k-1}, . . . , i_1\right) = \frac{P_k\left(i_1, i_2, . . . , i_k\right)}{P_{k-1}\left(i_1, i_2, . . . , i_{k-1}\right)} \quad (16)$$

Dar probabilitățile necondiționate sunt pentru cazul când au loc evenimentele:

- 1) $S_{n+1} = s_{i_1}$;
- 2) $[b]_{n+1}$ este cuvântul care face trecerea codorului din starea $s_{i_1}$ la $s_{i_2}$, adică $[b]_{n+1} \in B^M_{i_1 i_2}$ ( vezi [1] relația (18) );
- 3) $[b]_{n+2}$ este cuvântul care face trecerea codorului din starea $s_{i_2}$ la $s_{i_3}$, adică $[b]_{n+2} \in B^M_{i_2 i_3}$ și așa mai departe, astfel că ținând seama și de faptul că secvența (13) este pur aleatoare atunci se obține în mod succesiv,

$$P_k\left(i_k / i_{k-1}, ..., i_1\right) = \left\{P\left(\frac{S_{n+1} = s_{i_1}, [b]_{n+1} \in B^M_{i_1 i_2}, . . , [b]_{n+k} \in B_{i_{k-1} i_k}}{P\left(S_{n+1} = s_{i_1}, [b]_{n+1} \in B^M_{i_1 i_2}, . . , [b]_{n+k-1} \in B^M_{i_{k-2} i_{k-1}}\right)}\right) =\right.$$

$$= \frac{P\left(S_{n+1} = s_{i_1}\right) \prod_{j=1}^{k-1} P\left([b]_{n+j} \in B^M_{i_j i_{j+1}}\right)}{P\left(S_{n+1} = s_{i_1}\right) \prod_{j=1}^{k-2} P\left([b]_{n+j} \in B^M_{i_j i_{j+1}}\right)} =$$

$$= P\left([b]_{k-1} \in B^M_{i_{k-1} i_k}\right) =$$

$$= P\left(S_{n+k} = s_{i_k} / S_{n+k-1} = s_{i_{k-1}}\right) = P_2\left(i_k / i_{k-1}\right) \quad (17)$$

și relația (14) este determinată, adică secvența $\{S_n\}$ este un lanț Markov simplu.

Faptul că acest lanț este și omogen, adică:

$$P(S_{n+s} = s_j / S_n = s_i) = P(S_{n+s+k} = s_j / S_{n+k} = s_i) \quad (18)$$

este o consecință directă a staționarității secvenței $\{[b]_n\}$.

Într-adevăr, ținând seama că variabila $S_{n+s}$ depinde de setul de variabile:

$S_n$, $[b]_n$ ,..., $[b]_{n+s-1}$ (19)

iar $S_{n+s+k}$ de setul:

$S_{n+k}$ , $[b]_{n+k}$ ,..., $[b]_{n+s+k-1}$ (20)

și deoarece pentru secvența $\{[b]_n\}$ staționară se poate scrie, $(\forall)$ m și $r \in (1,...,I)$, că:

$$P\left([b]_{n+s-1} \in B^M_{rj} / [b]_n \in B^M_{im}\right) = P\left([b]_{n+s+k-1} \in B^M_{rj} / [b]_{n+k} \in B^M_{im}\right) \quad (21)$$

relația (18) rezultă imediat.

### 3.2. Probabilități de stare

Deoarece secvența de stare $\{S_n\}$, așa cum s-a arătat mai sus, reprezintă un proces Markov simplu și omogen, caracterizarea sa statistică poate fi făcută cu ajutorul matricei probabilităților de tranziție "un-pas",

$$\left[\Pi\right] = \left|\left| \Pi(j/i) \right|\right| , \quad (i,j = \overline{1,I}) \quad (22)$$

unde $\Pi(j/i)$ este probabilitatea găsirii codorului în starea $s_j$ la momentul (n+1), dacă este știut că se află în starea $s_i$ la momentul n, adică:

$$\Pi(j/i) \equiv P(S_{n+1} = s_j / S_n = s_i) \quad (23)$$

Această probabilitate condiționată este în mod simplu obținută ca probabilitatea evenimentului $\{ [b]_n \in B_{ij}^M \}$, $B_{ij}^M$ fiind mulțimea definită de:

$$B_{ij}^M = \{ [b]_u / s_j = g(s_i, [b]_u) \} \tag{24}$$

De aceea se poate scrie:

$$\Pi(j/i) = P([b]_n \in B_{ij}^M) = \sum_{[b]_u \in B_{ij}^M} q_u \tag{25}$$

unde $q_u$ este probabilitatea cuvintelor de intrare $[b]_u$ dată de (9), iar însumarea este pentru toți u astfel ca $[b]_u \in B_{ij}^M$.

Cu ajutorul relației (25) și a matricelor $[E]_u$ definite în [1] se obține următoarea relație de calcul pentru matricea probabilităților de tranziție

$$[\Pi] = \sum_{u=1}^{K} q_u [E]_u \tag{26}$$

Matricea $[\Pi]$ conține toată informația stochastică de la o stare la alta a codorului în cazul unui singur pas. Totuși informația va fi incompletă pentru caracterizarea procesului dacă nu sunt menționate probabilitățile inițiale (apriori) de realizare a fiecărui eveniment după primul pas, adică:

$$p_j(1) \triangleq P(S_1 = s_j) \quad , \quad (j = \overline{1,I}) \tag{27}$$

Este evident că pentru matricea $[\Pi]$, suma probabiilităților din fiecare linie este egală cu unitatea:

$$\sum_{j=1}^{I} \Pi(j/i) = 1 \tag{28}$$

deoarece mulțimea $S = \{s_1, \ldots, s_I\}$ formează un câmp complet de evenimente.

Cu matricea $[\Pi]$ determinată, se poate calcula și matricea probabilităților de tranziție k-pași, prin relația:

$$[\Pi]_k = [\Pi]^k \quad , \quad k \in N^* \tag{29}$$

unde elementul (i,j) din $[\Pi]_k$ este probabilitatea:

$$\Pi_K(j/i) = P(S_{n+k} = s_j / S_n = s_i) \quad , (i,j = \overline{1,I}) \tag{30}$$

cu ajutorul căreia se pot afla probabilitățile apriori după k pași de la momentul inițial:

$$p_j(k) = \sum_{i=1}^{I} p_i(1)\, \Pi_K(i/j) \quad , \quad (j = 1,I) \tag{31}$$

Matricial această relație se poate scrie:

$$[p(k)] = [\Pi]_K^T [p(1)] \quad — \tag{32}$$

unde [p(k)] este matricea coloană având ca elemente probabilitățile $p_j(k)$.

Dacă:

$$[p(2)] = [p(1)] \tag{33}$$

atunci:

$$[p(3)] = [\Pi]^T \cdot [p(2)] = [\Pi]^T \cdot [p(1)] = [p(2)] = [p(1)] \tag{34}$$

și repetând, rezultă că:

$$[p(n)] = [p(1)] \tag{35}$$

adică lanțul Markov omogen este regulat sau tranzitiv [3].

Folosind notația:

$$[p] = [p_1 \; p_2 \ldots p_I]^T \triangleq [p(1)] \tag{36}$$

se observă din (31) că pentru lanțul regulat, vectorul [p] este un vector propriu al matricei $[\Pi]$ pentru valoarea proprie $\lambda = 1$. Astfel [p] se poate obține prin rezolvarea sistemului de ecuații liniare format din (I - 1) ecuații (31) sau (32), unde se ține seama de (34):

$$[p] = [\Pi]^T [p] \tag{37a}$$

la care trebuie adăugată constrângerea:

$$\sum_{j=1}^{I} p_j = 1 \tag{37b}$$

Pentru un lanț inițial neregulat, problema care se pune este dacă tinde spre o comportare regulată. În acest sens există următoarele teoreme (vezi [3]), pe care le prezentăm fără demonstrație.

**Teorema 1**. Un lanț Markov simplu și omogen, devine regulat dacă limita:

$$\lim_{k \to \infty} \Pi_k(j/i) = p_j \tag{38}$$

există și nu depinde de i, $p_j$ fiind elementele matricei [p] determinate de sistemul (37).

În baza acestei teoreme rezultă că matricea $[\Pi]_k = [\Pi]^k$ tinde la o matrice cu elemente identice pe coloană.

Folosind (31) se obține că și:

$$\lim_{k \to \infty} p_j(k) = p_j \quad , \quad (j = \overline{1,I}) \tag{39a}$$

sau altfel scris:

$$[\overset{\infty}{p}] = [p] \tag{39b}$$

unde $[\overset{\infty}{p}]$ reprezină vectorul coloană al probabilităților absolute de stare:

$$[\overset{\infty}{p}] = [\overset{\infty}{p}_1 \; \overset{\infty}{p}_2 \ldots \overset{\infty}{p}_I]^T \quad , \quad \overset{\infty}{p}_j = P(S_n = s_j)$$

(40)

Relaţia (39b) arată că pentru un lanţ care este regulat sau devine regulat, vectorul $[\overset{\infty}{p}]$ este vector propriu al matricei $[\Pi]$ *ca şi* $[p]$, şi se determină din sistemul (37) a cărui formă în acest caz este:

$$\begin{cases} [\overset{\infty}{p}] = [\Pi]^T \cdot [\overset{\infty}{p}] \\ \sum_{j=1}^{\infty} \overset{\infty}{p}_j = 1 \end{cases} \qquad (41)$$

Din (38) şi (39b) rezultă că:

$$\Pi_{\infty}(j/i) = \overset{\infty}{p}_j \quad , \quad (i,j = \overline{1,l}) \qquad (42)$$

adică matricea $[\Pi]_{\infty}$ este în mod unic determinată de vectorul de probabilitate absolută de stare $[\overset{\infty}{p}]$.

**Teorema 2**. Un lanţ Markov omogen caracterizat prin probabiliăţile de stare $\Pi(j/i)$ este sau devine regulat dacă toate aceste probabilităţi sunt strict pozitive, adică:

$$\Pi(j/i) > 0 \qquad (43)$$

Pentru determinarea densităţii spectrale a semnalului codat, mai este utilă şi matricea diagonală a probabilităţilor de stare:

$$[\overset{\infty}{D}] = \| \overset{\infty}{p}_j \cdot \delta_{ij} \| \quad , \quad (i,j) = \overline{1,l} \qquad (44)$$

care este în mod unic determinată prin vectorul $[\overset{\infty}{p}]$ ($\delta_{ij}$ fiind simbolurile lui Kronecker).

## 4. CONCLUZII

Pentru secvenţele de date supuse operaţiei de codare de linie în vederea transmiterii prin cablu, s-a determinat statistica secvenţei cuvintelor de intrare şi a stărilor de codare, necesară la determinarea densităţii spectrale de putere a semnului codat.

Ipoteze cu privire la ordinul staţionarităţii au fost făcute numai asupra secvenţei simbolurilor de intrare. Pe baza lor s-a demonstrat mai întâi că secvenţa cuvintelor de intrare este staţionară în sens strict şi apoi faptul că secvenţa stărilor de codare este un lanţ Markov omogen şi tranzitiv. În finalul articolului s-au calculat probabilităţile de stare şi s-au arătat situaţiile când un lanţ Markov simplu şi omogen, netranzitiv, tinde spre unul tranzitiv.

BIBLIOGRAFIE

[1] CEAPĂ, I., Codarea MBNB a semnalului de linie în transmisiunile digitale pe FO, Revista Telecomunicaţii Nr.1, 1996.
[2] SPĂTARU, Al., Teoria transmisiunii informaţiei - semnale şi perturbaţii, Editura tehnică, Bucureşti, 1965.
[3] PAPOULIS, A., Probability, random variables, and stochastic processe, Mc. Graw-Hill New York, 1965.

# On Deriving One-To-One Functions Defined on the Set of Rotationally Invariant Trellis Encoder States

***Dr. Eng. Corneliu Eugen D. Sterian*** *

*To make Trellis Coded Modulation (TCM) schemes immune against phase jumps encountered on some important band-limited channels, like telephone channel, a mechanism which requires the existence of one-to-one functions defined on the set of trellis encoder states must be provided. In this paper, general rules for deriving such one-to-one functions and illustrative exemples are given.*

## 1. INTRODUCTION

**S**ome carrier-type telephone channels are perturbed by phase jumps which may detrimentally affect data transmission when using synchronous modulations like *Quadrature Amplitude Modulation (QAM) or Phase Shift Keying (PSK)*. The classical solution of this problem, applied to uncoded data transmission systems, is the differential encoding of data before modulation and the corresponding differential decoding of decided data. However, as Wei has shown [1,2,3], trellis coded modulation (TCM) needs a more complex mechanism in order to be invariant to rotations of the signal constellation by its phase ambiguity angles. Ideed, a phase jump may rotate the signal constellation by one of its phase ambiguity angles and a necessary condition to obviate a catastrophic consequence for data recovery is that from then on, the data transmission starts to follow a different, but equally valid path through the trellis diagram. In other words, for every nonzero phase ambiguity angle of the constellation, a one-to-one function defined on the set of trallis encoder states must be found. This is not always possible. However, given a particular trellis encoder, all the one-to-one functions defined on its states can be derived.

In the next section, we shortly consider the principles of trellis coded modulation and a systematic feedback rate $m/(m+1)$ convolutional encoder of constraint length $\nu$ which has been prefered by Wei for use in his works [1,2,3]. To illustrate the rules for deriving the aforesaid one-to-one functions, Section 3 specializes to the case of $m = 3$ which is useful if the signal constellation has been partitioned into sixteen subsets. In Section 4, we show that similar one-to-one functions can be usefully defined on the set of state transitions. Finally, some conclusions are presented in section 5.

## 2. THE PRINCIPLES OF TRELLIS CODED MODULATION FOR AWGN CHANNELS

We are considering data transmission over a pass-band type analog channel by means of bidimensional *(2-D)* modulations like *Phase Shift Keying* (PSK) or *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM). An uncoded system, used as reference, transmits $b$ information bits per signaling interval; its signal constellation has $2^b$ *2-D* points. The coded system, which can be bidimensional *(2-D)* or multidimensional *(2N-D,* with $N > 1$ *)*, also transmits $b$ information bits per signaling interval, but the size of its signal space is double. Using a *2-D* modulator, a *2N-D* point of coordinates $(x_1, y_1, \ldots, x_N, y_N)$ can be transmitted serially in $N$ successive signaling intervals as a sequence of *2-D* points starting with $(x_1, y_1)$ and ending with $(x_N, y_N)$.

The signal constellation has $2^{Nb+1}$ *2N-D* points, the double of the necessary size to transmit $b$ data bits in $N$ successive signaling intervals by uncoded modulation, and has a *minimum squared Euclidian distance* **(MSED)** between its points equal to $\Delta_0^2$; it is partitioned into $2^{m+1}$ subsets of equal size with intrasubset **MSED** of $\Delta_2^2$, where $\Delta_0^2 < \Delta_2^2$. The $2^{m+1}$ subsets are further grouped into two families FO and FI of equal size and an intrafamily **MSED** $\Delta_1^2$ such that $\Delta_0^2 < \Delta_1^2 < \Delta_2^2$. The signal constellation has $2^k$ ambiguity angles, including $0^o$. When rotated by a *phase ambiguity angle*, a signal constellation superposes on itself. For a rectangular *QAM* constellation, $k = 1$ or *2*, but for a circular *P-PSK* signal set, there are P

* ROMTELECOM R. A.

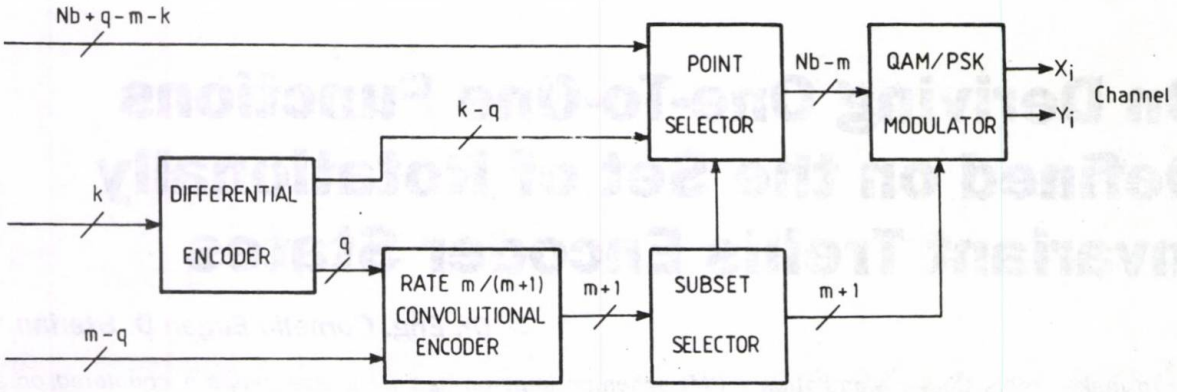



Figure 1 - General block diagram of rate m/(m+1) trellis encoder.

ambiguity angles, as much as the phases used for modulation.

The block diagram of a general trellis coded system is shown in Fig. 1. In every $N$ successive signaling intervals $n, \ldots, n + N - 1$, $Nb$ data bits $Ib_n \ldots Ib_{n+1}, \ldots, Ib_{n+N-1}, \ldots, Ib_{n+N-1}$ enter the trellis encoder. Then $k$ of these data bits are first differentially encoded. Depending on the way the signal constellation has been partitioned, it is possible that the subsets are invariant to part or all of the $2^k$ ambiguity angles. Denote the number of phase ambiguity angles for which the subsets are not rotationally invariant as $2^q$. Then, from the $k$ data bits which are differentially encoded, $q$ bits belong to those m bits which enter the convolutional encoder and the remaining $(k-q)$ bits are not convolutionally encoded. The convolutional encoder outputs $(m+1)$ bits which are used to select one out ot the $2^{m+1}$ subsets. The remaining nonconvolutionally encoded bits then select a point in the already selected subset, which is transmitted over the channel.

The rate $m/(m+1)$ convolutional encoder has $\nu$ binary state variables. In this paper, we consider a *systematic feedback convolutional encoder*, i.e., the encoder input bits are carried directly to the encoder output. Denote the single bit really produced by this type of convolutional encoder as $Y0_n$. The convolutional encoder has a number of $2^\nu$ states and its current state may be written as a binary number $W1_nW2_n \ldots W\nu_n$ or as a decimal number $W1_n2^{\nu-1} + W2_n2^{\nu-1} + \ldots + W(\nu-1)_n2 + W\nu_n$ where $WI_n$, $I = 1,\ldots, \nu$, are binary variables which are not necessarily encoder input bits. The set of states $\sum$ is partitioned into two subsets of equal size, $\sum 0$ and $\sum 1$. We choose a binary state variable WI which is equal to zero for $\sum 0$ and to one for $\sum 1$. Without loss of generality, let this binary state variable be W$\nu$. We then say that $\sum 0$ is the set of even states and $\sum 1$ is the set of odd states. From each current state, even or odd, a number of $2^m$ state transitions are originating which are leading to $2^{m-1}$ even and $2^{m-1}$ odd next states. The subsets grouped into the family $F0$ are associated with state transitions originating from even current states in $\sum 0$ and the subsets grouped into the family FI are associated with state transitions emanating from *odd* current states in $\sum 1$. $Y0_n$ is chosen to:

$$Y0_n = W\nu_n \quad (1)$$

therefore the mapping of the convolutionally encoded bits (the subset selector) into the set of subsets is done in such a way, that the bit $Y0_n$ characterizes the family, to which the subset belongs.

## 3. RATE 3/4 SYSTEMATIC FEEDBACK CONVOLUTIONAL ENCODERS

For illustrative purposes, we are considering a signal constellation which has been partitioned into sixteen subsets. From a practical point of view, only two constraint lenghts are of interest : $\nu = 5$, and 6. Let first consider $\nu = 5$. The convolutional encoder has 32 states: $\sum = (0,\ldots, 31)$, $\sum 0 = (0,2,\ldots,30)$, $\sum 1 = (1, 3,\ldots, 31)$.

We partition the set of current, or originating states into four subsets as follows:

$$\sum 00 = (\mathbf{0},\mathbf{4},8,12,16,20,24,28) \quad (2)$$

$$\sum 01 = (1,5,\mathbf{9},\mathbf{13},17,21,25,29) \quad (3)$$

$$\sum 10 = (2,6,10,14,\mathbf{18},\mathbf{22},26,30) \quad (4)$$

$$\sum 11 = (3,7,11,15,19,23,\mathbf{27},\mathbf{31}) \quad (5)$$

We also partition the set of next, or destination states into four subsets:

$$\sum 00' = (\mathbf{0},1,2,3,\mathbf{4},5,6,7) \quad (6)$$

$$\sum 01' = (8,\mathbf{9},10,11,12,\mathbf{13},14,15) \quad (7)$$

$$\sum 10' = (16,17,\mathbf{18},19,20,21,\mathbf{22},23) \quad (8)$$

$$\sum 11' = (24,25,26,\mathbf{27},28,29,30,\mathbf{31}) \quad (9)$$

The trellis diagram is then represented by the following sets of state transitions:

$$\sum 00 \rightarrow \sum 00' \quad (10)$$

$$\sum 01 \rightarrow \sum 01' \quad (11)$$

$$\sum 10 \rightarrow \sum 10' \quad (12)$$

$$\sum 11 \rightarrow \sum 11' \quad (13)$$

In the defining equations above, we have represented with **bold** those states which are common for the originating state and the destination state subset. That is:

$$\sum 00 \cap \sum 00' = (\mathbf{0,4}) \quad (14)$$

$$\sum 01 \cap \sum 01' = (\mathbf{9,13}) \quad (15)$$

$$\sum 10 \cap \sum 10' = (\mathbf{18,22}) \quad (16)$$

$$\sum 11 \cap \sum 11' = (\mathbf{27,31}) \quad (17)$$

Suppose now the signal constellation subsets are invariant to all but a single phase ambiguity angle $\alpha$. Therefore, we need to find a single one-to-one function defined on $\sum$. There are then two cases.

*The subsets $\sum 0$ and $\sum 1$ are fully rotationally invariant.*

The sense of rotation is a matter of convention. Let us say all rotations are considered clockwise. Then, when the signal constellation is rotated by $\alpha$, a subset of states belonging to $\sum 0$ goes into another subsets of states in $\sum 0$, and likewise with a subset of states in $\sum 1$. We then have the following three choices:

| $\sigma$ | 0 | 4 | 9 | 13 | 18 | 22 | 27 | 31 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f(\sigma)$ | 4 | 0 | 13 | 9 | 22 | 18 | 31 | 27 |

| $\sigma$ | 0 | 4 | 9 | 13 | 18 | 22 | 27 | 31 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f(\sigma)$ | 18 | 22 | 27 | 31 | 0 | 4 | 9 | 13 |

| $\sigma$ | 0 | 4 | 9 | 13 | 18 | 22 | 27 | 31 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f(\sigma)$ | 22 | 18 | 31 | 27 | 4 | 0 | 13 | 9 |

If we now express the states in binary form, we see that the three possibilities are:

f (00000) = 00100

f (00000) = 10010

and:

f (00000) = 10110

It appears that the three one-to-one functions are:

$$f_1 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \dashrightarrow W1_n W2_n \overline{W3}_n W4_n W5_n \quad (18)$$

$$f_4 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow \overline{W1}_n W2_n W3_n \overline{W4}_n W5_n \quad (19)$$

and:

$$f_5 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow \overline{W1}_n W2_n \overline{W3}_n \overline{W4}_n W5_n \quad (20)$$

*The subsets $\sum 0$ and $\sum 1$ aren 't fully rotationally invariant.*

It is also posible that a rotation of the signal constellation by $\alpha$ makes the family F0 to go into F1 and *vice versa*; consequently, the trellis encoder starts to follow another path through the trellis diagram such that a state belonging to $\sum 0$ goes into a state in $\sum 1$ and *vice versa*. We then have the following choices:

| $\sigma$ | 0 | 4 | 9 | 13 | 18 | 22 | 27 | 31 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f(\sigma)$ | 9 | 13 | 0 | 4 | 27 | 31 | 18 | 22 |

| $\sigma$ | 0 | 4 | 9 | 13 | 18 | 22 | 27 | 31 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f(\sigma)$ | 13 | 9 | 4 | 0 | 31 | 27 | 22 | 18 |

| $\sigma$ | 0 | 4 | 9 | 13 | 18 | 22 | 27 | 31 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f(\sigma)$ | 27 | 31 | 18 | 22 | 9 | 13 | 0 | 4 |

| $\sigma$ | 0 | 4 | 9 | 13 | 18 | 22 | 27 | 31 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f(\sigma)$ | 31 | 27 | 22 | 18 | 13 | 9 | 4 | 0 |

Expressing now the states in binary from, we see that the four possibilities are given by:

f (00000) = 01001

f (00000) = 01101

f (00000) = 11011

and:

f (00000) = 11111

Therefore, the four possible one-to-one functions are:

$$f_2 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow W1_n \overline{W2}_n W3_n W4_n \overline{W5}_n \quad (21)$$

$$f_3 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow W1_n \overline{W2_n W3}_n W4_n \overline{W5}_n \quad (22)$$

$$f_6 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow \overline{W1_n W2_n} W3_n \overline{W4_n W5_n} \quad (23)$$

$$f_7 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow \overline{W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n} \quad (24)$$

These functions have the from:

$$f_i : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow U1_n U2_n U3_n U4_n U5_n \quad (25)$$

Define:

$$X1_n = W1_n \oplus U1_n, \text{ for } 1 = 1, \ldots, 5 \quad (26)$$

The index of these seven functions are given by:

$$i = 4U1_n + 2U2_n + U3_n \quad (27)$$

Adding to the seven one-to-one functions defined as above the identity functions $f_0$, we get a set of eight functions which has the algebraic structure of *Abelian group* under the composition of functions as inner law. This group is isochronous to $Z_2^3$ (the set of all 3-tuples with components in {0,1} under componentwise EXCLUSIVE OR as inner law ).

Suppose now the 16 subsets are not invariant to signal constellation rotations by three nonzero ambiguity angles, for example 90° , 180°, and 270°. Then, by successive rotations by 90° clockwise, the following cyclical state transformations will take place :

0 -> 9 -> 18 -> 27 -> 0

and:

4 -> 13 -> 22 -> 31 -> 4

We write these states in binary form and choose those pairs of binary state variables which, in the cycle above, are changing according to the following pattern:

00 -> 01 -> 10 -> 11 -> 00

These pairs are easely seen to be $W1_n$ $W2_n$ and $W4_n$ $W5_n$. Therefore, we can define the following one-to-one functions:

For 90° rotation clockwise:

$$g_1 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow V1V2W3_n V4V5 \quad (28)$$

where:

$$V1V2 = (W1_n W2_n + 01) \ mod\ 100_{base\ 2} \quad (29)$$

and:

$$V4V5 = (W4_n W5_n + 01) \ mod\ 100_{base\ 2} \quad (30)$$

For 180° rotation:

$$g_2 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow \overline{W1_n} W2_n W3_n \overline{W4_n} W5_n \quad (31)$$

For 270° rotation clockwise:

$$g_3 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow V1V2W3_n V4V5 \quad (32)$$

where:

$$V1V2 = (W1_n W2_n + 11) \ mod\ 100_{base\ 2} \quad (33)$$

and:

$$V4V5 = (W4_n W5_n + 11) \ mod\ 100_{base\ 2} \quad (34)$$

Note that $g_2$ in (31) is identical to $f_4$ in (19). Note also that $g_1$, $g_2$ , $g_3$ , together with the identity function $g_0$ (which is the same as $f_0$) form an *Abelian group* under the composition of functions as inner law. This group is isochronous to the group of remainders under modulo 4 addition.

A rate 3/4 encoder with constraint length $\nu = 5$ can be used even if the 16 subsets are not invariant to rotations by as much as seven nonzero phase ambiguity angles. This may be the case with some multidimensional trellis coded PSK [3]. Suppose the phase ambiguity angles are $K \times 45^o$, $K = 1,\ldots 7$. By successive rotations by 45° clockwise, the following cyclic transformation is produced :

0 -> 9 -> 18 -> 27 -> 4 -> 13 -> 22 -> 31 -> 0

The triplet $W3_n W4_n W5_n$ is chosen as to follow the pattern 000 -> 001 -> 010 -> 011 -> 100 -> 101 -> 110 -> 111 -> 000, but the couple $W1_n W2_n$ will follow the reduced cycle 00 -> 01 -> 10 -> 11 -> 00. We then get the following set of one-to-one functions:

For 45°:

$$h_1 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \dashrightarrow V1V2V3V4V5 \quad (35)$$

where:

$$V1V2 = (W1_n W2_n + 01) \bmod 100_{base\ 2} \quad (36)$$

and:

$$V3V4V5 = (W3_n W4_n W5_n + 001) \bmod 1000_{base\ 2} \quad (37)$$

For 90°:

$$h_2 : W1_n W2_n W3_n W4_n \rightarrow V1V2V3V4V5 \quad (38)$$

where:

$$V1V2 = (W1_n W2_n + 10) \bmod 100_{base\ 2} \quad (39)$$

and:

$$V3V4V5 = (W3_n W4_n W5_n + 010) \bmod 1000_{base\ 2} \quad (40)$$

For 135°:

$$h_3 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow V1V2V3V4V5 \quad (41)$$

where:

$$V1V2 = (W1_n W2_n + 11) \bmod 100_{base\ 2} \quad (42)$$

and:

$$V3V4V5 = (W3_n W4_n W5_n + 011) \bmod 1000_{base\ 2} \quad (43)$$

For 180°:

$$h_4 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow W1_n W2_n \overline{W3}_n W4_n W5_n \quad (44)$$

For 225°:

$$h_5 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow V1V2V3V4V5 \quad (45)$$

where:

$$V1V2 = (W1_n W2_n + 01) \bmod 100_{base\ 2} \quad (46)$$

and:

$$V3V4V5 = (W3_n W4_n W5_n + 101) \bmod 1000_{base\ 2} \quad (47)$$

For 270°:

$$h_6 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow V1V2V3V4V5 \quad (48)$$

where:

$$V1V2 = (W1_n W2_n + 10) \bmod 100_{base\ 2} \quad (49)$$

and:

$$V3V4V5 = (W3_n W4_n W5_n + 110) \bmod 1000_{base\ 2} \quad (50)$$

For 315°:

$$h_7 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \rightarrow V1V2V3V4V5 \quad (51)$$

where:

$$V1V2 = (W1_n W2_n + 11) \bmod 100_{base\ 2} \quad (52)$$

and:

$$V3V4V5 = (W3_n W4_n W5_n + 111) \bmod 1000_{base\ 2} \quad (53)$$

Note that $h_4$ is identical to $f_1$. Note also that, if completed with the identity function $h_0$ the set of h functions is an *Abelian group* under composition of functions as inner law.

Next, we consider a trellis for which the constraint length $\nu = 6$. It has been used in [2] and [4]. The convolutional encoder has 64 states: $\sum = (0,...,63)$, $= (0,2,...,62)$, $\sum 0 = (1,3,...,63)$.

We partition the set of current, or originating states into eight subsets as follows:

$$\sum 000 = (\mathbf{0},8,16,24,32,40,48,56) \quad (54)$$

$$\sum 001 = (1,\mathbf{9},17,25,33,41,49,57) \quad (55)$$

$$\sum 010 = (2,10,\mathbf{18},26,34,42,50,58) \quad (56)$$

$$\sum 011 = (3,11,19,\mathbf{27},35,43,51,59) \quad (57)$$

$$\sum 100 = (4,12,20,28,\mathbf{36},44,52,60) \quad (58)$$

$$\sum 101 = (5,13,21,29,37,\mathbf{45},53,61) \quad (59)$$

$$\sum 110 = (6,14,22,30,38,45,\mathbf{54},62) \quad (60)$$

$$\sum 111 = (7,15,23,31,39,47,55,\mathbf{63}) \quad (61)$$

We also partition the set of next, or destination states, into eight subsets:

$$\sum 000' = (\mathbf{0},1,2,3,4,5,6,7) \quad (62)$$

$$\sum 001' = (8,\mathbf{9},10,11,12,13,14,15) \quad (63)$$

$$\sum 010' = (16,17,\mathbf{18},19,20,21,22,23) \quad (64)$$

$$\sum 011' = (24,25,26,\mathbf{27},28,29,30,31) \quad (65)$$

$$\sum 100' = (31,33,34,35,\mathbf{36},37,38,39) \quad (66)$$

$$\sum 101' = (40,41,42,43,44,\mathbf{45},46,47) \quad (67)$$

$$\sum 110' = (48,49,50,51,52,53,\mathbf{54},55) \quad (68)$$

$$\sum 111' = (56,57,58,59,60,61,62,\mathbf{63}) \quad (69)$$

The trellis diagram is represented by the following sets of state transitions:

$$\sum 000 \rightarrow \sum 000' \quad (70)$$

$$\sum 001 \rightarrow \sum 001' \quad (71)$$

$$\sum 010 \rightarrow \sum 010' \quad (72)$$

$$\sum 011 \rightarrow \sum 011' \quad (73)$$

$$\sum 100 \rightarrow \sum 100' \quad (74)$$

$$\sum 101 \rightarrow \sum 101' \quad (75)$$

$$\sum 110 \rightarrow \sum 110' \quad (76)$$

$$\sum 111 \rightarrow \sum 111' \quad (77)$$

We have represented with **bold** those states which are shared by the originating state subset and the destinations state subset. That is:

$$\sum 000 \cap \sum 000' = (0) \quad (78)$$

$$\sum 001 \cap \sum 001' = (9) \quad (79)$$

$$\sum 010 \cap \sum 010' = (18) \quad (80)$$

$$\sum 011 \cap \sum 011' = (27) \quad (81)$$

$$\sum 100 \cap \sum 100' = (36) \quad (82)$$

$$\sum 101 \cap \sum 101' = (45) \quad (83)$$

$$\sum 110 \cap \sum 110' = (54) \quad (84)$$

$$\sum 111 \cap \sum 111' = (63) \quad (85)$$

If the signal constellation subsets are invariant to all but a single phase ambiguity angle $\alpha$, we have two cases:

*The families F0 and F1 are fully rotationally invariant.*

When the signal constellation is rotated by $\alpha$, since a subset which belongs to F0 is associated with a state in $\sum 0$, and a subset which belongs to F1 is associated with a state in $\sum 1$, a subset of sets belonging to $\sum 0$ goes into another subset of states in $\sum 0$, and the same with a subset of states in $\sum 1$.

We have three choices:

| σ | 0 | 9 | 18 | 27 | 36 | 45 | 54 | 63 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f(\sigma)$ | 18 | 27 | 0 | 9 | 54 | 63 | 36 | 45 |

| σ | 0 | 9 | 18 | 27 | 36 | 45 | 54 | 63 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f(\sigma)$ | 36 | 45 | 54 | 63 | 0 | 9 | 18 | 27 |

| σ | 0 | 9 | 18 | 27 | 36 | 45 | 54 | 63 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f(\sigma)$ | 54 | 63 | 36 | 45 | 18 | 27 | 0 | 9 |

Expressing now the states in binary form, we easely see that the three possibilities are:

f (000000) = 010010

f (000000) = 100100

and:

f (000000) = 110110

This results in the following three one-to-one functions:

$$f_2 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow W1_n \overline{W2}_n W3_n W4_n \overline{W5}_n W6_n \quad (86)$$

$$f_4 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow \overline{W1}_n W2_n W3_n \overline{W4}_n W5_n W6_n \quad (87)$$

and:

$$f_6 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow \overline{W1_n W2_n} W3_n \overline{W4_n W5_n} W6_n \quad (88)$$

*The families FO and F1 are rotationally invariant to all but a single phase ambiguity angle* $\alpha$

However, in some other cases, a rotation by $\alpha$ makes the family FO to go into F1 and vice versa which entails the fact that a state belonging to $\sum 0$ goes into one in $\sum 1$ and *vice versa*. We then have four possibilities for choice:

| σ | 0 | 9 | 18 | 27 | 36 | 45 | 54 | 63 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f(\sigma)$ | 9 | 0 | 27 | 18 | 45 | 36 | 63 | 54 |

| σ | 0 | 9 | 18 | 27 | 36 | 45 | 54 | 63 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f(\sigma)$ | 27 | 18 | 9 | 0 | 63 | 54 | 45 | 36 |

| σ | 0 | 9 | 18 | 27 | 36 | 45 | 54 | 63 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f(\sigma)$ | 45 | 36 | 63 | 54 | 9 | 0 | 27 | 18 |

| σ | 0 | 9 | 18 | 27 | 36 | 45 | 54 | 63 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $f(\sigma)$ | 63 | 54 | 45 | 36 | 27 | 18 | 9 | 0 |

If we now express the states in binary form, we see that there are the following four possibilities:

f (000000) = 001001

f (000000) = 011011

f (000000) = 101101

and:

f (000000) = 111111

This translates into the following four one-to-one functions:

$$f_1 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow W1_n W2_n \overline{W3}_n W4_n W5_n \overline{W6}_n \quad (89)$$

$$f_3 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow W1_n \overline{W2_n W3}_n W4_n \overline{W5_n W6}_n \quad (90)$$

$$f_5 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow \overline{W1}_n W2_n \overline{W3_n W4}_n W5_n \overline{W6}_n \quad (91)$$

$$f_7 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow \overline{W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6}_n \quad (92)$$

These functions have the from:

$$f_i : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow U1_n U2_n U3_n U4_n U5_n U6_n \quad (93)$$

Define:

$$XI_n = WI_n \oplus UI_n \text{, for I} = 1,\ldots, 6 \quad (94)$$

The index i of these functions are given by:

$$i = 4X4_n + 2X5_n + X6_n \quad (95)$$

If we add to the seven one-to-one functions defined as above the identity function $f_o$, we get an *Abelian group* under the composition of functions as inner law. The group is isochronous to $Z_2^3$ under component wise EXCLUSIVE OR as inner law.

If the subsets into which the signal constellation has been partitioned are not rotationally invariant to three phase ambiguity angles, say 90°, 180°, and 270°, but change one into another when rotated by any one of these angles, we consider the following two encoder state cycles:

0 –> 9 –> 18 –> 27 –> 0

36 –> 45 –> 54 –> 63 –> 36

Writing these states in binary form, we easely see that, while $W1_n$ and $W4_n$ do not change, two couples of binary variables $W2_nW3_n$ and $W5_nW6_n$ evoluate according to the following pattern:

00 –> 01 –> 10 –> 11 –> 00

Therefore, we can define the following set of one-to-one functions.

For rotation by 90°:

$$g_1 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n \dashrightarrow W1_n V2V3W4_n V5V6 \quad (96)$$

where:

$$V2V3 = (W2_n W3_n + 01) \bmod 100_{base\ 2} \quad (97)$$

and:

$$V5V6 = (W5_n W6_n + 01) \bmod 100_{base\ 2} \quad (98)$$

For rotation by 180°:

$$g_2 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow W^*_n \overline{W2_n} W3_n W4_n \overline{W5_n} W6_n \quad (99)$$

For rotation by 270°:

$$g_3 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow W1_n V2_n V3_n W4_n V5V6 \quad (100)$$

where:

$$V2V3 = (W2_n W3_n + 11) \bmod 100_{base\ 2} \quad (101)$$

and:

$$V5V5 = (W5_n W6_n + 11) \bmod 100_{base\ 2} \quad (102)$$

Adding the identity function $g_o$ to the above defined three functions, we get an *Abelian group* under the composition of functions as inner law. The group is isochronous to the group of remainders modulo-4 under the modulo-4 sum as inner law. If the subsets of a PSK constellation are not rotationally invariant to seven phase ambiguity angles, it is necessary to find a set of eight functions (including the identity function). We consider the following cycle of encoder states:

0 -> 9 -> 18 -> 27 -> 36 -> 45 -> 54 -> 63 ->0

Writing these states in binary form, we see that the two triples of binary variables $W1_n W2_n W3_n$ and $W4_n W5_n W6_n$ evoluate according to the pattern:

000 -> 001 -> 010 -> 011 -> 100 -> 101 -> 110 -> 111 -> 000

Therefore, we define the following set of one-to-one functions.

For rotation by 45°:

$$h_1 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow V1V2V3V4V5V6 \quad (103)$$

where

$$V1V2V3 = (W1_n W2_n W3_n + 001) mod\ 1000_{base\ 2} \quad (104)$$

and:

$$V4V5V6 = (W4_n W5_n W6_n + 001) mod\ 1000_{base\ 2} \quad (105)$$

For rotation by 90°:

$$h_2 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow V1V2V3V4V5V6 \quad (106)$$

where:

$$V1V2V3 = (W1_n W2_n W3_n + 010) mod\ 1000_{base\ 2} \quad (107)$$

and:

$$V4V5V6 = (W4_n W5_N W6_n + 010) mod\ 1000_{base\ 2} \quad (108)$$

For rotation by 135°:

$$h_3 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow V1V2V3V4V5V6 \quad (109)$$

where:

$$V1V2V3 = (W1_n W2_n W3_n + 011) mod 1000_{base\ 2} \quad (110)$$

and:

$$V4V5V6 = (W4_n W5_n W6_n + 011) mod\ 1000_{base\ 2} \quad (111)$$

For rotation 180°:

$$h_4 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow \overline{W1_n} W2_n W3_n \overline{W4_n} W5_n W6_n \quad (112)$$

For rotation by 225°:

$$h_5 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow V1V2V3V4V5V6 \quad (113)$$

where:

$$V1V2V3 = (W1_n W2_n W3_n + 101) mod\ 1000_{base\ 2} \quad (114)$$

and:

$$V4V5V6 = (W4_n W5_n W6_n + 101) mod\ 1000_{base\ 2} \quad (115)$$

For rotation by 270°:

$$h_6 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow V1V2V3V4V5V6 \quad (116)$$

where:

$$V1V2V3 = (W1_n W2_n W3_n + 110) mod\ 1000_{base\ 2} \quad (117)$$

and:

$$V4V5V6 = (W4_n W5_n W6_n + 110) mod\ 1000_{base\ 2} \quad (118)$$

For rotation by 315°:

$$h_7 : W1_n W2_n W3_n W4_n W5_n W6_n \rightarrow V1V2V3V4V5V6 \quad (119)$$

where:

$$V1V2V3 = (W1_n W2_n W3_n + 111) mod\ 1000_{base\ 2} \quad (120)$$

and:

$$V4V5V6 = (W4_n W5_n W6_n + 111) \ mod\ 1000\ base\ 2 \quad (121)$$

Adding the identity function $h_0$ to the above defined seven functions, we get an *Abelian group* under the composition of functions as inner law. The group is isochronous to the group of remainders modulo-8 under the modulo-8 sum as inner law.

## 4. DEFINING ONE-TO-ONE FUNCTIONS ON THE SET OF STATE TRANSITIONS

The reason of defining one-to-one functions on the set of states of a convolutional encoder to make sure that in the sequence space a trellis path has an alternative path for every phase ambiguity angle of the signal constellation. Therefore, it might be more insightful to define one-to-one functions on the set of state transitions instead of the set of states. As an ilustrative example, let still consider a rate 3/4 trellis encoder with constrain length $\nu = 6$. The signal constellation is 2N-dimensional. Then, if the current state is n, the next state is n + N. For our trellis, it is easy to see that

$$W1_{n+N} = W4_n \quad (122)$$

$$W2_{n+N} = W5_n \quad (123)$$

$$W3_{n+N} = W6_n \quad (124)$$

A transition between a current state $W1_nW2_nW3_nW4_nW5_nW6_n$ and a next state $W1_{n+N}W2_{n+N}W3_{n+N}W4_{n+N}W5_{n+N}W6_{n+N}$ can be represented by the compound word:

$W1_nW2_nW3_nW4_nW5_nW6_n$

$W1_{n+N}W2_{n+N}W3_{n+N}W4_{n+N}W5_{n+N}W6_{n+N}$

However, in view of eq.(122)-(124), the reduced form $W1_nW2_nW3_nW4_nW5_nW6_n\ W4_{n+N}\ W5_{n+N}\ W6_{n+N}$ can be used for the purpose of representing a state transition. We note that the one-to-one functions derived in Section 3 act in similar way on $W1_nW2_nW3_n$ and on $W4_nW5_nW6_n$. Therefore, it is straightfordward to define one-to-one functions on the set $(W1_nW2_nW3_nW4_nW5_nW6_n\ W4_{n+N}W5_{n+N}W6_{n+N})$

For instance, using (86), we get:

$$f_2 : W1_nW2_nW3_nW4_nW5_nW6_{n+N}W4_{n+N}W5_{n+N}W6_{n+N} \dashrightarrow$$

$$\dashrightarrow W1_n\overline{W2}_nW3_nW4_n\overline{W5}_nW6_{n+N}W4_{n+N}\overline{W5}_{n+N}W6_{n+N} \quad (127)$$

## 5. CONCLUSIONS

Since Lee-Fang Wei has introduced one-to-one functions defined on the set of trellis encoder states in order to get rotational invariance [1], no other author has followed him, there being a general preference for computer search. Of course, using enough computer time, good rotationally invariant trellis codes may be descovered for which the requested one-to-one functions are hidden and were not purposely used in the design. In our paper, considering the importance of such Wei functions, we have explained how they can be derived for a given trellis structure. This derivation is not given in the works of Wei [1,2,3] and for all but a single very simple trellis code in [3], the one-to-one functions are not even given. We have shown that the sets of one-to-one functions useful to provide for rotational invariance if the signal constellation subsets are rotationally invariant to all but a single phase ambiguity angle and the sets of one-to-one functions needed if the constellation subsets are invariant to at least three nonzero phase ambiguity angles both have the algebraic structure of Abelian groups. For the time being, we see no special way to exploit this property, but it does exist.

We have also shown that similar one-to-one functions can be defined on the set of state transitions instead of the set of states. This may be useful to better understand the dynamics of trellis encoders.

REFERENCES

[1] Wei, L.-F.: Rotationally invariant convolutional channel coding with expanded signal space - Part I : 180°, and Part II: nonlinear codes. IEEE Journal SAC-2 (1984), 659-686.

[2] Wei, L.-F. : Trellis-coded modulation with multidimensional constellations. IEEE Trans. IT-33 (1987), 483-501.

[3] Wei, L.-F. : Rotationally invariant trellis-coded modulations with multidimensional M-PSK. IEEE Journal SAC-7 (1989), 1281-1295.

[4] Sterian, C.E.D. : Six-dimensional trellis-coded modulation with rectangular constellations using an extended Wei method. AEÜ, Vol.48, No.6 (1994), 332-338.

[5] Sterian, C.E.D. : 256-state trellis code with 12-D rectangular constellation using an extended Wei method. European Transactions on Telecommunications, Vol.6, No.6 (1995).

[6] Sterian, C. E. D. : Wei - type trellis - coded modulation with 2N-D rectangular constellation for N not a power of two. IEEE Transaction Information Theory, vol. 43, no. 2, March 1996.

# Testarea în trafic real a calității transmisiei la 2 Mbps utilizând verificarea ciclică a redundanței (Cyclic Redundancy Check-CRC)

***Ing. Liviu Bolohan** **

*Cuvinte cheie: cod ciclic sistematic; multicadru CRC; cod de detecție de erori.*

*Este prezentată procerdura CRC4 pentru evaluarea performanțelor de eroare la debite binare de 2 Mbps. Sunt analizate eficiența codului, obiectivele și parametrii de performanță de eroare conform Recomandării ITU G.826 și o procedură de actualizare CRC4 în puncte intermediare din cale.*

## 1. INTRODUCERE

**Testarea** trafic a semnalelor de 2 Mbps monitorizează semnalele reale din rețea din punct de vedere a sincronizării de cadru și multicadru, a condiției de alarmă distantă, a protocoalelor CRC4 și de semnalizare fără întreruperea traficului. Obiectivul acestor testări este stabilirea calității transmisiei și, în caz de defect, punerea în evidență a sursei problemei. Prin compararea parametrilor de nivel fizic, de exemplu erori bipolare (abateri de la schema de codare bipolară) cu funcțiile de supervizare ca analiză CRC4 pe termen lung, este posibil să se facă separarea între defecte de transmisie și de echipament terminal.

În comparație cu supravegherea cuvântului de sincronizare de cadru FAS sau de multicadru MAS, unde sunt supravegheate numai aceste cuvinte, metoda CRC prezintă o siguranță sporită în detecția erorilor deoarece toate datele transmise sunt supravegheate.

## 2. MODUL DE FUNCȚIONARE A VERIFICĂRII CRC.

### 2.1. Cuvinte de cod. Coduri ciclice sistematice.

Considerăm [1] un bloc de date format din n biți. Reprezentarea sa polonomială este:

$$V(x) = a_{n-1} x^{n-1} + \ldots + a_1 x + a_o \qquad (1)$$

unde $a_i = 0$ sau 1, iar gradul lui x indică poziția bitului în cadrul blocului. Un polinom de forma (1) se va considera cuvânt de cod dacă este divizibil cu un alt polinom ales G(x), numit polinom generator al codului:

$$G(x) = g_m x^m + \ldots + g_1 x + g_o \qquad (2)$$

unde $g_i = 0$ sau 1, iar $g_m = g_o = 1$.

Dacă în procesul de transmisie nu s-au introdus erori, polinomul care reprezintă cuvântul recepționat divizat cu G(x) va da rest nul. Dacă s-au introdus erori, restul va fi diferit de zero. Existența unui rest diferit de zero este un criteriu pentru detecția erorilor.

Se demonstrează că orice permutare ciclică a unui cuvânt de cod este tot un cuvânt de cod. Aceste coduri se numesc coduri ciclice. Un cod ciclic este sistematic dacă cuvintele de cod sunt întocmite astfel încât simbolurile informaționale sunt grupate la începutul cuvântului de cod.

Să considerăm că trebuie transmis un bloc de date de lungime k. Polinomul informațional asociat este:

$$D(x) = d_{k-1} x^{k-1} + d_{k-2} x^{k-2} + \ldots + d_1 x + d_o \qquad (3)$$

Pentru a întocmi un cod ciclic sistematic, se procedează astfel:

- se alege polinomul generator al codului G(x) cu gr. G(x) = m;
- se multiplică D(x) cu $x^m$ (echivalent cu o deplasare spre stânga, cu m poziții, a simbolurilor informaționale din viitorul cuvânt de cod);
- se divide $x^m D(x)$ la G(x), rezultând Q(x) și R(x).

Din relația împărțirii:

$$x^m D(x)/G(x) = Q(x) + R(x)/G(x) \qquad (4)$$

* ROMTELECOM R. A. - Stația Transmisiuni Bacău

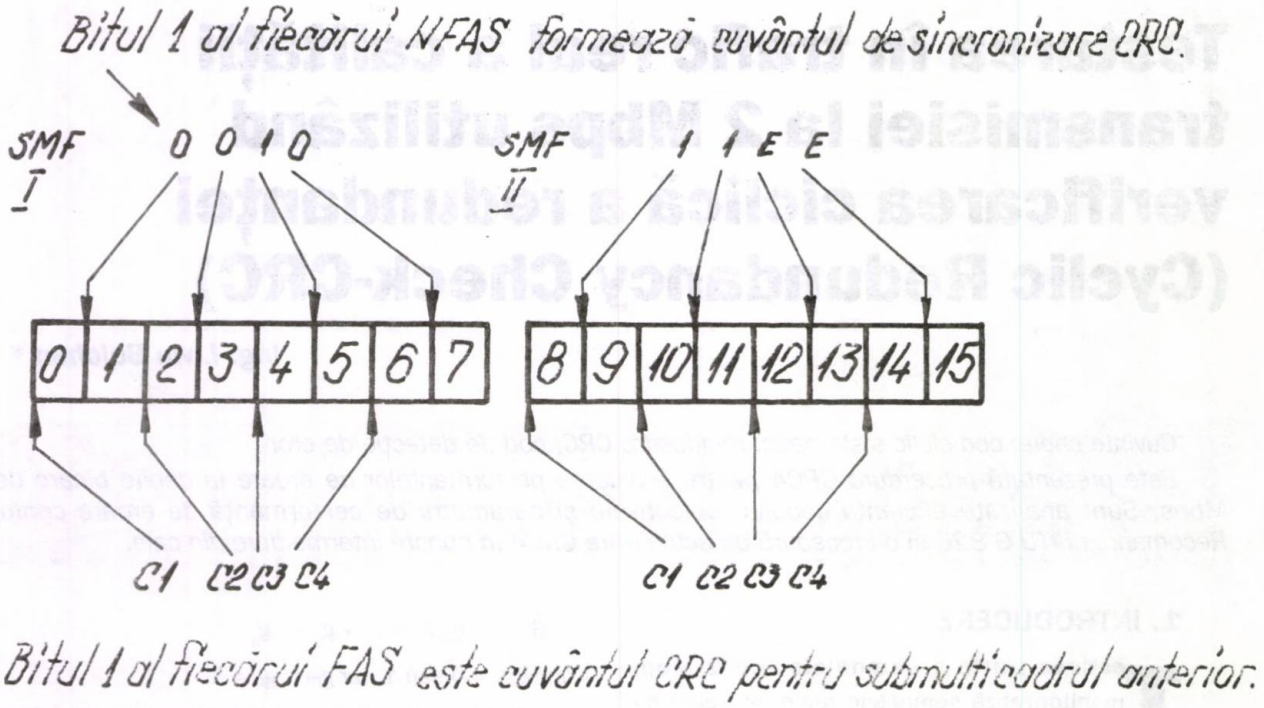



Figura 1 - Structura multicadrului CRC

Cuvântul de cod este:

$$V(x) = x^m D(x) + R(x) \quad (5)$$

Să demonstrăm că V(x) dat de (5) satisface definiția cuvântului de cod, adică V(x) se divide prin G(x).

Înlocuind (4) în (5), rezultă:

$$V(x) = Q(x)G(x) + R(x) + R(x) = Q(x)G(x)$$

(adunarea coeficienților se face în clasa de resturi modulo 2).

Se observă că gr.R(x)=m-1. Coeficienții lui R(x) reprezintă secvența de condrol a cadrului FCS (Frame Control Sequence) și vor fi plasați la sfârșitul cuvântului de cod, fără a afecta blocul de date.

Concluzie: Secvența de verificare FCS [2] de m biți se adaugă unui bloc de date de k biți, rezultând un total de (k+m) biți. Secvenței (k+m) i se asociază un polinom V(x) divizibil prin altul G(x) (generator).

Receptorul verifică această divizibilitate pentru secvența de (k+m) biți recepționată și în cazul în care restul este nenul, se deduce că au apărut erori.

### 2.2. Folosirea metodei CRC4 pentru supravegherea fluxurilor de 2 Mbps.

La aplicarea metodei codurilor ciclice sistematice în cazul fluxurilor de 2 Mbps, se impun următoarele considerente:

a) restul R(x), folosit ca secvență de control FCS, este ales cu lungimea de 4 biți (C1 - C4); se presupune că în procesul de transmisie a sa în linie nu apar erori; nu este concatenat cu polinomul informațional D(x), ci este intercalat la transmisie în structura blocului următor, fiind separat la recepție (nu influențează structura D(x) ).

b) polinomul generator va avea, conform a), gradul 4. Se alege:

$$G(x) = x^4 + x + 1 \quad (6)$$

c) blocul de date informațional D(x) are lungimea de 2048 biți. Deci D(x) este de forma:

$$D(x) = d_{2047}\, x^{2047} + \ldots + d_1\, x + d_o \quad (7)$$

Acest bloc de date se obține prin structura fluxului de 2 Mbps în multicadre CRC. 16 cadre PCM sunt grupate într-un multicadru de 4096 bți. Multicadrele sunt formate din câte 2 submulticadre SMF, fiecare de câte 8 cadre. Un SMF este considerat a fi blocul de date D(x), cu lungimea de 2048 biți (Fig. 1).

Integritatea datelor din cadre poate fi verificată utilizând CRC4 în bitul 1 din FAS (intervalul 0, cadre pare) și NFAS (intervalul 0, cadre impare). Secvența de biți în intervalul zero este prezentată în figura 2.

Cadrele pare conțin FAS (0011011) precedat de unul din biții CRC4. Restul CRC4 este calculat asupra

| | SMF | cadru | Biții 1-8 ai cadrului (interval 0) | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| Multicadru | I | 0 | C1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| | | 1 | 0 | 1 | A | Sa4 | Sa5 | Sa6 | Sa7 | Sa8 |
| | | 2 | C2 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| | | 3 | 0 | 1 | A | Sa4 | Sa5 | Sa6 | Sa7 | Sa8 |
| | | 4 | C3 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| | | 5 | 1 | 1 | A | Sa4 | Sa5 | Sa6 | Sa7 | Sa8 |
| | | 6 | C4 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| | | 7 | 0 | 1 | A | Sa4 | Sa5 | Sa6 | Sa7 | Sa8 |
| | II | 8 | C1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| | | 9 | 1 | 1 | A | Sa4 | Sa5 | Sa6 | Sa7 | Sa8 |
| | | 10 | C2 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| | | 11 | 1 | 1 | A | Sa4 | Sa5 | Sa6 | Sa7 | Sa8 |
| | | 12 | C3 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| | | 13 | E | 1 | A | Sa4 | Sa5 | Sa6 | Sa7 | Sa8 |
| | | 14 | C4 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 |
| | | 15 | E | 1 | A | Sa4 | Sa5 | Sa6 | Sa7 | Sa8 |

Figura 2 - Compoziția intervalelor zero dintr-un multicadru CRC4

Legenda : E = biți de indicare a unei erori CRC4, S = biți neutilizați, A = indicație de alarmă distantă

tuturor celor 2048 biți ai SMF precedent, iar cuvântul de 4 biți ai SMF precedent este transmis ca C1,C2,C3,C4 în SMF curent. De notat că biții CRC4 ai SMF precedent sunt setați la zero înainte de efectuarea calculului. În cadrele ce nu conțin FAS (impare), primul bit este folosit pentru a transmite cuvântul de sincronizare CRC (001011), respectiv biții E care indică terminalului opus recepția de SMF cu erori.

Metoda de verificare a redundanței se derulează astfel:

- presupunem că se transmite blocul de date D(x) și se recepționează $D_r(x)$;
- la transmisie se realizează operația $x^4D(x)/(x^4+x+1)$, obținându-se restul R(x), care se transmite în blocul următor;
- la recepție se realizează operația $x^4D_r(x)/(x^4+x+1)$, obținându-se $R_r(x)$.

Din compararea celor două resturi se deduce dacă în procesul de transmisie s-au înregistrat sau nu erori. Metoda comparării resturilor este echivalentă cu construirea unui cuvânt de cod ciclic sistematic pornind de la blocul recepționat $D_r(x)$ și restul obținut la transmisie:

$$V(x) = x^4D_r(x)+R(x) \quad (8)$$

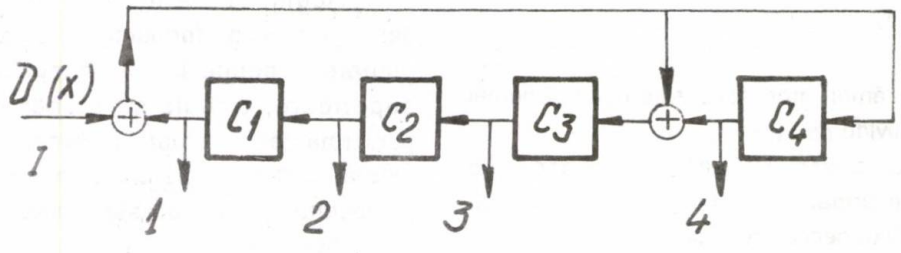



Figura 3 - Realizarea practică a procedurii CRC4

Dacă V(x) nu se divide la G(x), rezultă că $D_r(x)$ diferă de D(x), deci s-au înregistrat erori. De menționat că blocurile depistate eronate nu se retransmit.

Implementarea practică a metodei CRC se realizează cu registre de deplasare cu reacție a căror structură, conform polinomului generator stabilit, este prezentată în figura 3.

La intrarea registrului se furnizează serial SMF de ordin N, cu C1, C2, C3, C4 fixați pe zero, începând cu C1 = 0 (vezi fig. 2). Când ultimul bit al FSM (bitul 256 din cadrul 7, respectiv 15) intră în registrul de deplasare, la ieșirile 1 - 4 sunt disponibili biții C1 - C4, care vor fi transmiși în SMF următor, de ordin N+1. După fiecare SMF, ieșirile 1 - 4 ale registrului sunt setate pe zero.

Folosind această metodă se realizează 1000 de comparații pe secundă (durata unui SMF fiind 1 ms). Se consideră că sistemul pierde sincronismul dacă numărul verificărilor cu rezultat negativ este mai mare de 91,3%. Resincronizarea se realizează în 2 etape:

- sincronizarea cadrului primar de 2048 kbps;
- sincronizarea multicadrului CRC4: în 8 ms trebuie identificate cel puțin 2 cuvinte de sincronizare CRC corecte (din 4). De notat imunitatea metodei la sincronizarea falsă.

Când un SMF eronat este detectat de terminalul opus, unul din biții E (vezi fig. 2) este trecut din 1 în 0 pe sensul său de transmisie. Astfel, terminalul local poate monitoriza ambele sensuri de transmisie.

## 3. EFICACITATEA PROCEDURII CRC4.

În cazul în care în procesul de transmisie apar erori, acestea pot fi reprezentate prin polinomul E(x), cu gr.E(x)<2047, astfel încât:

$$D_r(x)=D(x)+E(x) \qquad (9)$$

Conform relației (8):

$$V(x) / (x^4+x+1) = (x^4 D_r(x) + R(x)) / (x^4+x+1) = (x^4[D(x) + E(x)] + R(x) / (x^4+x+1) = (x^4 D(x) + R(x)) / (x^4+x+1) + x^4 E(x) + (x^4 + x + 1) \qquad (10)$$

Rezultă că rămân erori nedectate dacă și numai dacă $(x^4+x+1)$ divide pe E(x).

Se poate arăta [2] că secvențele E corespunzătoare următoarelor tipuri de erori au E(x) nedivizibil prin G(x), deci erorile sunt detectabile: toate erorile simple, toate erorile duble, toate pachetele de erori de lungime <5.

Să studiem cazul pachetelor de erori de lungime ≥ 5.

Un pachet de erori este o secvență 1 yy ... y1, cu y = 0 sau 1.

Pentru pachete de erori cu lungimea de 5 biți, eroarea va rămâne nedectată numai dacă $E(x)=x^4+x+1$, deci pachetul de erori va fi de forma 10011. Deoarece primul și ultimul bit din E(x) sunt egali cu 1, rezultă că este necesar ca și ceilalți 3 coeficienți (sau în mod echivalent biți în secvența E) să fie identici. Acest lucru se realizează cu probabilitatea de $1/2^3$, cu condiția ca pachetul de erori să fie chiar de lungimea 5 (eveniment rar).

Pentru pachetele de erori de lungime ≥ 5, presupunem gr.E(x)=j. Deci E(x) reprezintă un pachet de (j+1) biți, din care primul și ultimul sunt 1. Erorile nu vor putea fi detectate dacă E(x) este de forma:

$$E(x) = (x^4+x+1)Q(x) \qquad (11)$$

Rezultă gr.Q(x)=j-4. Deci numărul de biți corespunzător lui Q(x) este un pachet de lungime (j-3). Biții prim și ultim fiind 1, iar biții rămași, în număr de (j-5), putând lua orice valori binare, rezultă că există $2^{j-5}$, polinoame E(x) care se divid prin $(x^4+x+1)$. Din totalul de $2^{j-1}$ forme pe care le poate lua polinomul E(x), fracțiunea ce rămâne nedetectată este:

$$2^{j-5}/2^{j-1} = 1/2^4 = 6,25\% \qquad (12)$$

Rezultă o eficacitate de detecție de 93,75% din totalul erorilor. Pentru mărirea preciziei de detecție trebuie mărită lungimea FCS la 5 biți (96,875%) sau 6 biți (98,44%).

## 4. G.826 - PARAMETRII ȘI OBIECTIVELE DE PERFORMANȚĂ DE EROARE BAZATE PE MĂSURAREA ERORILOR DIN BLOCURILE DE BIȚI.

Procedura de detecție a erorilor în trafic real CRC4 nu indică rata erorilor de bit (BER) decât dacă se presupune o anumită distribuție a erorilor (aleatoare sau în pachete) pentru a aprecia numărul mediu de erori per bloc. Această metodă furnizează de fapt o măsurare a blocurilor eronate.

Oricum, ITU a hotărât recent (G.826) ca obiectivele de performanță de eroare pentru trasee digitale la debite binare începând cu 2 Mbps și superioare, trebuie să se bazeze pe valoarea performanței de eroare a blocurilor. Mai mult, s-a hotărât că G.826 este unica Recomandare ce trebuie respectată relativ la aceste debite.

G.826 specifică gama recomandată a numărului de biți din cadrul blocului, pentru diferite debite binare. În cazul traseelor PDH la 2048 kbps, lungimea blocului este fixată la 2048 biți. Fiecare bloc este

monitorizat în trafic folosind un cod de detecție de erori (EDC-Error Detection Code). Biții EDC trebuie să fie fizic separați de blocul la care se aplică. Se recomandă că, în scopul monitorizării în trafic, probabilitatea de detecție a unei erori să fie mai mare de 90%, presupunând o distribuție a erorilor de tip Poisson. Se observă că metoda CRC4 îndeplinește toate aceste cerințe și devine metoda de bază pentru măsurarea performanței de eroare la 2 Mbps.

G.826 definește evenimentele, parametrii și obiectivele de performanță de eroare:

a) Evenimente:

- bloc eronat (EB-Errored Block) = blocul în care unul sau mai mulți biți sunt eronați;
- secundă eronată (ES-Errored Second) = o perioadă de 1 s conținând unul sau mai multe blocuri eronate;
- secundă puternic eronată (SES-Severly Errored Second) = o perioadă de 1s ce conține mai mult de 30% blocuri eronate;
- eroare de bloc de bază (obișnuit) (BBE-Background Black Error) = eroare ce nu face parte din SES;

b) Parametri:

- raportul de secunde eronate (ESR-Errored Second Ratio) = raportul de ES din numărul total de secunde din timpul de disponibilitate, într-un interval de măsură determinat;
- raportul de secunde puternic eronat (SESR - Severely Errored Second Ratio) = raportul de SES din numărul total de secunde din timpul de disponibilitate, într-un interval de măsură determinat;
- raportul de erori de bloc de bază (BBER - Background Block Error Ratio) = raportul de BBE din numărul; total de blocuri, în timpul de disponibilitate și într-un interval de măsură determinat;

c) Obiectivele de performanță de eroare pentru 2 Mbps și pentru traseul fictiv de referință (HRP-Hypothetical Reference Path) de 27500 km:

- ESR< 4%
- SESR< 0,2%
- BBER< 0,03%

## 5. O PROCEDURĂ DE ACTUALIZARE CRC4 ÎN PUNCTELE INTERMEDIARE DIN CALE.

O parte din biții neutilizați din structura de cadru de 2 Mbps ($S_{a4}$ - $S_{a8}$ din NFAS, vezi fig. 2) pot fi folosiți pentru o legătură de date, sub formă de mesaje, cu acces la punctele intermediare din cale (de ex., raportarea datelor de performanță de eroare pe secțiuni) [6]. În asemenea situații, rolul terminal al CRC4 nu trebuie invalidat sau afectat. Orice schimbări a acestor biți într-un SMF într-un punct intermediar al căii nu trebuie să implice o recalculare a biților CRC4 asupra întregului SMF, ci actualizarea lor corespunzător modificărilor binare.

Secvența unui SMF poate fi reprezentată ca un polinom de date D(x), de grad 2047 astfel:

$$D(x) = d_{2047}\, x^{2047} + ... + d_1\, x + d_o$$

Potrivit metodei CRC4, avem:

$$x^4\, D(x) / (x^4 + x + 1) = Q(x) + R(x) / (x^4 + x + 1)$$

Să considerăm cazul bitului $S_{a4}$. Reprezentarea polinomială a pozițiilor bitului $S_{a4}$ în cadrul SMF este:

$$S_{a4}(x) = {}_{1788}\, x^{1788} + d_{1276}\, x^{1276} + d_{764}\, x^{764} + d_{252}\, x^{252} \qquad (13)$$

Dacă notăm $S_{a4diff}(x)$ polinomul ce caracterizează modificările din pozițiile $S_{a4}$ ale SMF, adică $S_{a4diff}(x)$ are "1" numai în pozițiile corespunzătoare modificărilor, atunci:

$$D_{new}(x) = D(x) + S_{a4diff}(x) \qquad (14)$$

Dacă aplicăm forma generală a ecuației (4), obținem:

$$[x^4\, D_{new}(x)] / (x^4 + x + 1) = Q_{new}(x) + R_{new}(x) / (x^4 + x + 1) \qquad (15)$$

$$[x^4\, S_{a4diff}(x)] / (x^4 + x + 1) = Q_{diff}(x) + Rdiff(x) / (x^4 + x + 1) \qquad (16)$$

Înocuind (14) în (15), se obține:

$$\{x^4[D(x)+S_{addiff}(x)]\}/(x^4+x+1)=Q_{new}(x)+R_{new}(x)/(x^4+x+1)$$

$$[x^4D(x)]/(x^4+x+1) + [x^4S_{a4diff}(x)]/(x^4+x+1) = =Q_{new}(x) + +R_{nex}(x)/(x^4+x+1)$$

În continuare:

$$Q(x) + R(x) / (x^4 + x + 1) + Q_{diff}(x) + R_{diff}(x) / (x^4 + x + 1) =$$

$$= Q_{new}(x) + R_{new}(x) / (x^4 + x + 1)$$

Prin rearanjarea termenilor se obține:

$$Q(x) + Q_{diff}(x) + [R(x) + R_{diff}(x)] / (x^4 + x + 1) =$$

$$= Q_{new}(x) + R_{new}(x) / (x^4 + x + 1) \qquad (17)$$

Deci:

$$R_{new}(x) = R(x) + R_{diff}(x) \qquad (18)$$

Ultima ecuație arată că restul actualizat, $R_{new}(x)$, este suma modulo 2 între restul CRC4 inițial, R(x), și restul $R_{diff}(x)$, care se obține prin aplicarea procedurii

de codare CRC4 reprezentării polinomiale a modificărilor de bit $S_{a4}$ în SMF.

Această procedură de actualizare poate fi aplicată și altor modificări deterministe din structura lui D(x), de exemplu și altor biți $S_a$ (o capacitate de 5*4 kbps = 20 kbps.

## 6. CONCLUZIE.

Avantajul major al testelor în trafic este acela că permit ca traficul real să se scurgă fără întreruperi. Aceasta înseamnă că pot fi întocmite statistici de performanță de eroare pe termen lung, iar cu memoria disponibilă a seturilor de test moderne, pot fi stocate și marcate în timp cantități mari de date. Monitorizarea pe termen lung este utilă pentru depistarea acelor pachete de erori ce apar mai probabi în trafic maxim.De asemenea, se poate stabili dacă, pentru un traseu, calitatea este conformă cu specificațiile.

BIBLIOGRAFIE

[1] Munteanu V. - Tehnica transmiterii informației, pag. 138 - 158, Univ. Politehnica Iași, 1979;
[2] Borcoci E. - Sisteme de comutație digitală, pag. 496-499. Univ. Politehnica București, 1994;
[3] Transmisiuni PCM, traducere din limba germană, pag. 96-99, București, Ed.tehnică, 1992;
[4] Keene A. - Testing ISDN Primary Rate Framing Signals, Communications International, Sept. 1990, pag. 50-54;
[5] Recomandări CCITT/ITU : G.704, G.706, G.826;
[6] CCITT, Study Group 18, Report R33, pag. 10-18, June 1990.

# Optimizarea traseului analogic al unui radioreceptor cu prelucrare numerică a semnalelor

***Conf. dr. ing. Constantin Bălan** **

*Cuvinte cheie: radiocomunicații, traseu de recepție, optimizare, criteriul gamei dinamice, algoritm de reglare a sensibilității.*

*Prezentul articol abordează problema optimizării structurii și caracteristicilor unui receptor cu gamă dinamică mare, prezentând principiile generale de optimizare după criteriul gamei dinamice, precum și algoritmii de reglaj în sistemele cu reglare automată a sensibilității după nivelul perturbațiilor existente în punctul de recepție.*

În ultimul timp volumul comunicațiilor și dispersia acestora a crescut considerabil, fapt ce a determinat ca radiocomunicațiile să ocupe un loc important în afluxul de transmisiuni, complicând situația electromagnetică în punctul de recepție. Pentru aparatura radio militară se impune a menționa în plus complexitatea stațiilor de emisie-recepție, amplasarea acestora pe suprafețe limitate (la bordul navelor, avioanelor, rachetelor, blindatelor și așa mai departe), funcționarea pe antene comune, precum și exercitarea bruiajului activ.

Pentru a putea răspunde acestor noi condiții, simultan cu o creștere a calității recepției și asigurarea unei reconfigurări adaptive a unor structuri sau funcțiuni de prelucrare a semnalelor, în prezent are loc o tranziție spre digitalizare și prelucrare numerică a semnalelor în cadrul receptorului.

În structura unui receptor multimod, cu prelucrare numerică a semnalelor pe cea de a doua frecvență intermediară, vom distinge un traseu de prelucrare analogică și unul de prelucrare numerică [4, 5].

Utilizarea procesorului de semnal în traseul celei de a doua frecvențe intermediare a receptorului are o serie de implicații în proiectarea și realizarea sintetizatorului de frecvențe și a traseului analogic. Dintre acestea menționăm [5]:

- 1) Sintetizarea prin soft a funcției de filtrare mod de lucru permite realizarea unor filtre cu acord variabil, fapt ce simplifică realizarea sintetizatorului de frecvențe prin acceptarea unui ecart de frecvență mult mai mare;
- 2) Posibilitatea compensării caracteristicilor de amplitudine și fază ale traseului analogic în cadrul filtrului digital, fapt ce conduce la o simplificare a traseului analogic;
- 3) Necesitatea realizării unei amplificări mari în traseul de radiofrecvență și traseul primei frecvențe intermediare, pentru a asigura nivelul necesar la intrarea convertorului A/D, precum și pentru a micșora influența zgomotelor datorate prelucrărilor numerice asupra sensibilității receptorului;
- 4) Datorită unei selectivități reduse a traseului analogic, apare necesitatea utilizării unor etaje de amplificare și schimbare de frecvență cu o liniaritate ridicată (gamă dinamică mare);
- 5) Realizarea unui sistem de reglare automată a sensibilității după nivelul perturbațiilor în traseul analogic și a unui sistem de reglare automată a amplificării, după nivelul semnalului util, atât în traseul analogic cât și în traseul numeric.

Prezentul articol abordează problema optimizării structurii și caracteristicilor traseului analogic, prezentând principiile generale de optimizare după criteriul gamei dinamice, precum și algoritmii de reglaj în sistemele cu reglare automată a sensibilității după nivelul perturbațiilor în punctul de recepție.

* ACADEMIA TEHNICĂ MILITARĂ

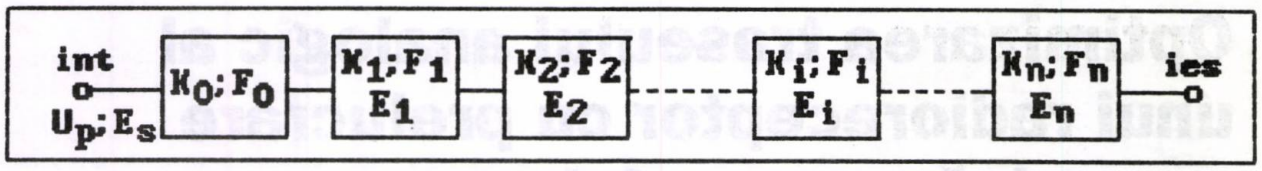



Figura 1 - Structura traseului analogic.

## PRINCIPII GENERALE DE OPTIMIZARE DUPĂ CRITERIUL GAMEI DINAMICE

Structura tipică a traseului analogic, ce conține **n** etaje, este prezentată în figura 1.

Vom considera că fiecare etaj i ≠ 0, din structura traseului, este caracterizat de factorul de zgomot $F_i$, coeficientul de transfer în putere $K_{pi}$ (în tensiune $K_i$) și de pragul de perturbare $E_i$. Primul etaj de la intrarea traseului, i = 0, reprezintă un atenuator liniar, caracterizat de coeficientul de transfer în putere $K_{po}$ (în tensiunea $K_o$, $0 \le Ko \le 1$)și factorul de zgomot $F_o$. La intrarea receptorului acționează semnalul util $E_s$, perturbațiile $U_p$ și zgomotele interne.

Presupunem că la depășirea pragului de perturbare $E_i$ de către perturbații, chiar și numai la intrarea unui singur etaj, are loc o puternică distorsionare a semnalului util. De menționat că prin perturbații, în acest caz, înțelegem acele semnale și perturbații ce acționează în afara benzii ocupate de semnalul util, dar care, prin nivelul lor, pot determina apariția unor efecte neliniare (blocare, modulații încrucișate, intermodulații) în cadrul traseului analogic al receptorului, care perturbă recepția semnalului util.

În aceste condiții, pentru orice nivel al mărimilor de intrare aflat sub pragul de perturbare, factorul de zgomot al receptorului (traseului analogic) va fi [1] :

$$F = F_0 + \sum_{i=1}^{n} \frac{F_i - 1}{\prod_{j=0}^{i-1} (K_j)^2} \qquad (1)$$

Pentru ca perturbațiile $U_p$ să nu supraîncarce niciunul din etajele traseului, în situația în care $K_o$=1, este necesar să fie îndeplinite următoarele condiții [2]:

$$U_p^2 \le E_1^2 ;\ U_p^2 \le E_2^2 / K_1^2 ;\ U_p^2 \le E_3^2 / K_1^2 K_2^2 ;\ldots;$$
$$U_p^2 \le E_n^2 / K_1^2 K_2^2 \ldots K_{n-1}^2 \qquad (2)$$

La stabilirea sistemului de inecuații s-a presupus că efectele neliniare ce apar în momentul depășirii unui prag de perturbare $E_i$, dau naștere la perturbații în banda de trecere a receptorului.

Pornind de la aceste considerente, problema optimizării traseului analogic poate fi abordată din două puncte de vedere:

- 1) asigurarea recepției semnalului util cu un factor de zgomot impus, în condițiile unui nivel maxim posibil al perturbațiilor la intrarea receptorului;
- 2) asigurarea recepției semnalului util cu un factor de zgomot minim, în condițiile unei situații electromagnetice concrete, existentă în punctul de recepție.

Pentru a determina coeficienții de amplificare $K_i$, care asigură un nivel maxim al perturbațiilor la intrarea receptorului cu un factor de zgomot impus $F=F_{imp}$, vom considera mai întâi că valorile acestora nu sunt limitate din considerente practice. În aceste condiții, notând cu $y_o=U^2p$ nivelul maxim posibil al perturbațiilor și considerând Ko = 1, din forma liniară (2) rezultă:

$$\frac{1}{K_1^2} = \frac{y_o}{E_2^2};\ \frac{1}{K_1^2 K_2^2} = \frac{y_o}{E_3^2};\ \ldots;$$
$$\frac{1}{K_1^2 K_2^2 \ldots K_{n-1}^2} = \frac{y_o}{E_n^2} \qquad (3)$$

Introducând aceste relații în (1) și rezolvând în raport cu $y_o$, pentru un factor de zgomot impus $F=F_{imp}$, rezultă:

$$y_0 = U_p^2 = (F_{imp} - F_0 - F_1 + 1) / \sum_{i=2}^{n} (F_i - 1) / E_i^2 \qquad (4)$$

Dacă valoarea astfel obținută a lui $y_o$ îndeplinește condiția $y_o \le E_1^2$ putem asigura recepția semnalului util cu un factor de zgomot $F = F_{imp}$ la un nivel maxim al perturbațiilor $U^2_{pmax} = y_o$, cu structura stabilită a traseului de recepție. În acest caz, care prezintă interes practic, valorile coeficienților de transfer în tensiune $K_i$, cu i =1 . . . n - 1, pot fi determinate în mod univoc, adică:

$$K_o = 1;\ K_1 = E_2 / U_{pmax};$$

$$K_i = E_{i+1} / E_i \quad pentru \quad 2 \le i \le n-1 \qquad (5)$$

Dacă valoarea obținută pentru $y_o$ îndeplinește condiția $y_o > E^2_1$ are loc supraîncărcarea primului etaj al receptorului și, ca urmare, în structura stabilită, nivelul maxim admis al perturbațiilor va fi $U_{pmax} = E_1$. Pentru asigurarea recepției semnalului util cu un factor de zgomot $F=F_{imp}$, la un nivel maxim posibil al perturbațiilor, este necsar să introducem în structura receptorului un atenuator cu un coeficient de transfer în tensiune $K_o = E_1 / \sqrt{y_o}$ . În aceste condiții, determinarea valorilor coeficienților $K_i$ rămase necunoscute nu va mai fi univocă. Aceste valori se vor determina astfel încât să nu apară supraîncărcarea niciunui etaj din structura traseului de recepție, dar să asigure în același timp factorul de zgomot impus:

$$K_i \le E_{i+1} / E_i ; \quad i = 1...n-1 ;$$

$$F_{imp} - F_0 - F_1 + 1 = \sum_{i=2}^{n} \frac{F_i - 1}{\prod_{j=0}^{i-1} K_j^2} \qquad (6), (7)$$

Acest sistem se poate rezolva prin metoda programării dinamice, după următorul algoritm. Pentru oricare n-2 etaje ale traseului, valorile $K_i$ se determină din condițiile (6), iar pentru cel de al n-1-lea etaj rămas, din egalitatea (7), verificându-se dacă valoarea obținută satisface condițiile (6). Dacă aceste condiții sunt satisfăcute, valorile $K_i$, $K_2$, . . . , $K_{n-1}$ obținute permit recepția corectă a semnalului util, atunci când la intrare acționează perturbații cu un nivel maxim posibil $U^2_{pmax} = y_o$ , cu $K_o = E_1 / \sqrt{y_o}$ . Dacă condițiile (6) nu sunt satisfăcute, se vor alege alte n - 2 valori pentru $K_i$ și calculele se repetă.

În practică, coeficienții de transfer $K_i$ pot fi limitați la anumite valori admisibile $K_{i\,adm}$. Dacă metoda de calcul prezentată conduce la valori $K_i \le K_{i\,adm}$, problema optimizării are o soluție realizabilă practic. Dacă va exista însă cel puțin o valoare $K_i > K_{i\,adm}$, problema optimizării traseului de recepție va fi soluționată prin metoda programării dinamice cu aproximări succesive astfel: pentru valorile $K_i \ge K_{i\,adm}$ rezultate din calculele anterioare, vom adopta $K_i = K_{i\,adm}$, apoi vom determina $U_{pmax}$ ca valoarea minimă din valorile lui $U_p$ rezultate din sistemul de inecuații (2) și valoarea lui F rezultată în aceste condiții din (1). Dacă valorile lui F și $U_{pmax}$ astfel determinate, se abat mult de la valorile impuse inițial, vom relua calculele impunând un $F < F_{imp}$.

Din cele prezentate mai sus rezultă următoarele concluzii:

- 1) Mărimea $\beta = \sum_{1=2}^{n} [ ( F_1 - 1 ) / E_i^2 ) ]$, care determină valoarea lui $U_{pmax}$ (vezi relația [4] ), caracterizează atât proprietățile neliniare cât și pe cele de zgomot ale traseului, constituind parametrul generalizat de neliniaritate și zgomot.
- 2) Valoarea maximă admisă a nivelului perturbațiilor pentru $K_o = 1$ este $U_{pmax} = E_1$, din relația (4) rezultând valoarea optimă a lui β, care asigură o bună adaptare a traseului de recepție la situația electromagnetică existentă la intrare:

$$\beta_{opt} = ( F_{imp} - F_o - F_1 + 1 ) / E_1^2 \qquad (8)$$

Deoarece, în acest caz lipsește atenuatorul de la intrarea receptorului, $F_o = 1$, și deci:

$$\beta_{opt} = ( F_{imp} - F_1 ) / E_1^2 ; \qquad (9)$$

- 3) Pentru o adaptare cât mai bună a receptorului la situația electromagnetică existentă la intrarea sa, este necesar ca primul etaj al acestuia - preselectorul - să aibă un prag de perturbare $E_1$ cât mai mare.
- 4) Gama dinamică a traseului analogic se poate determina ca raportul dintre puterea maximă admisibilă a perturbațiilor la intrarea receptorului în condiții de adaptare $P_{pmax} = U^2_{pmax} / 4R_A$ și sensibilitatea limită a receptorului, determinată de puterea totală a zgomotelor la intrarea sa, în condiții de adaptare $P_{z\Sigma_{min}} = k T_o B_e F$, unde $B_e$ - banda echivalentă de zgomot a receptorului:

$$D = \frac{P_{pmax}}{P_{z\Sigma\,min}} = \frac{U^2_{pmax}}{4 R_A k T B_e F} = \frac{U^2_{pmax}}{U^2_{z\Sigma\,min}} \qquad (10)$$

Din relația (4) rezultă că:

$$F = F_o + F_1 - 1 + \beta U^2_{pmax} \qquad (11)$$

Analizând relațiile (9) și (2) rezultă că, odată cu mărirea lui $U_{pmax}$, gama dinamică a traseului analogic trebuie să crească, însă în același timp va crește și F (vezi relația (10) ).

Pentru determinarea coeficienților de amplificare $K_i$, care asigură valoarea minimă a lui F la un nivel cunoscut al perturbațiilor de la intrare, presupunem mai întâi că din structura traseului lipsește

atenuatorul de intrare, adică $K_0=1$, $F_0=1$ şi că sunt îndeplinite condiţiile (2), iar valorile $K_i$ sunt limitate din considerente practice, $K_i \le K_{i\,adm}$, i=1. . . n-1. Introducem notaţiile:

$$1/K_1^2 = x_1;$$

$$1/(K_1^2 K_2^2) = = x_2; \ldots;$$

$$1/(K_1^2 K_2^2 \ldots K_{n-1}^2) = x_{n-1}$$

şi punem problema determinării minimului funcţiei:

$$F = F_1 + (F_2 - 1)\,x_1 + (F_3 - 1)\,x_2 + \ldots + (F_n - 1)\,x_{n-1} \qquad (12)$$

în următoarele condiţii, rezultate din (2):

$$U_p^2 \le E_1^2;\ x_1 \ge U_p^2/E_2^2; \ldots;\ x_{n-1} \ge U_p^2/E_n^2 \qquad (13)$$

Deoarece $K_0 = 1$, din (5) rezultă:

$$K_i = E_{i+1}/E_i;\ i = 2, \ldots, n\text{-}1.$$

Dar, din (13):

$E_i^2 = U_p^2/x_{i-1}$; $E_{i+1}^2 = U_p^2/x_i$

şi, prin urmare:

$$K_i^2 = x_{i-1}/x_1,\ i = 2, .., n-1 \ \text{sau}\ x_i = x_{i-1}/K_i^2$$

Impunând ca valorile coeficienţilor $K_i$ să nu depăşească valorile admisibile, rezultă:

$$x_1 \ge 1/K_{1adm}^2;\ x_i \ge x_{i-1}/K_{iadm}^2 \quad i=2. . . n\text{-}1. \qquad (14)$$

Având în vedere că $F_i > 1$ şi $x_i > 0$, funcţia F va atinge valoarea minimă în punctele din domeniul delimitat de inegalităţile (13) şi (14), ale căror coordonate vor fi minime.

Să analizăm un exemplu concret de rezolvare pentru n=3:

$$F = F_1 + (F_2 - 1)\,x_1 + (F_3 - 1)\,x_2 \qquad (15)$$

$$U_p^2 \le E_1^2;\ x_1 \ge U_p^2/E_2^2;\ x_2 \ge U_p^2/E_3^2 \qquad (16)$$

$$x_1 \ge 1/K_{1adm}^2;\ x_2 \ge x_1/K_{2adm}^2 \qquad (17)$$

În procesul de rezolvare, sunt posibile două situaţii [2, 3], prezentate în fig. 2-a şi b, unde domeniul delimitat de inegalităţile (16) şi (17) a fost haşurat. Valoarea minimă a funcţiei F din (15) corespunde coordonatelor punctului A (fig. 2). În ambele situaţii prezentate în fig. 2, coordonatele punctului A se determină cu relaţiile:

$$x_{1min} = Max\,[U_p^2/E_2^2;\ 1/K_{1adm}^2];$$

$$x_{2min} = Max\,[U_p^2/E_3^2;\ 1/K_{2adm}^2] \qquad (18)$$

Valorile coeficienţilor de transfer în tensiune $K_1$ şi $K_2$, corespunzătoare punctului A ($x_{1min}$, $x_{2min}$) le vom nota $K_1^o$, respectiv $K_2^o$ şi se determină relaţiile (18), rezultând:

$$K_1^o = Min\,[E_2/U_p;\ K_{1adm}]$$

$$K_2^o = Min\,[E_3/U_p K_1^o;\ K_{2adm}] \qquad (19), (20)$$

Generalizând pentru un n oarecare, obţinem:

$$K_{n-1}^o = Min\,[E_n/(U_p K_1^o K_2^o \ldots K_{n-2}^o);\ K_{n-1adm}] \qquad (21)$$

## OPTIMIZAREA TRASEULUI DE RECEPŢIE PRIN REGLAREA AUTOMATĂ A LIMITELOR GAMEI DINAMICE

La prezentarea principiilor generale de optimizare a traseului analogic, analiza s-a făcut pentru o situaţie

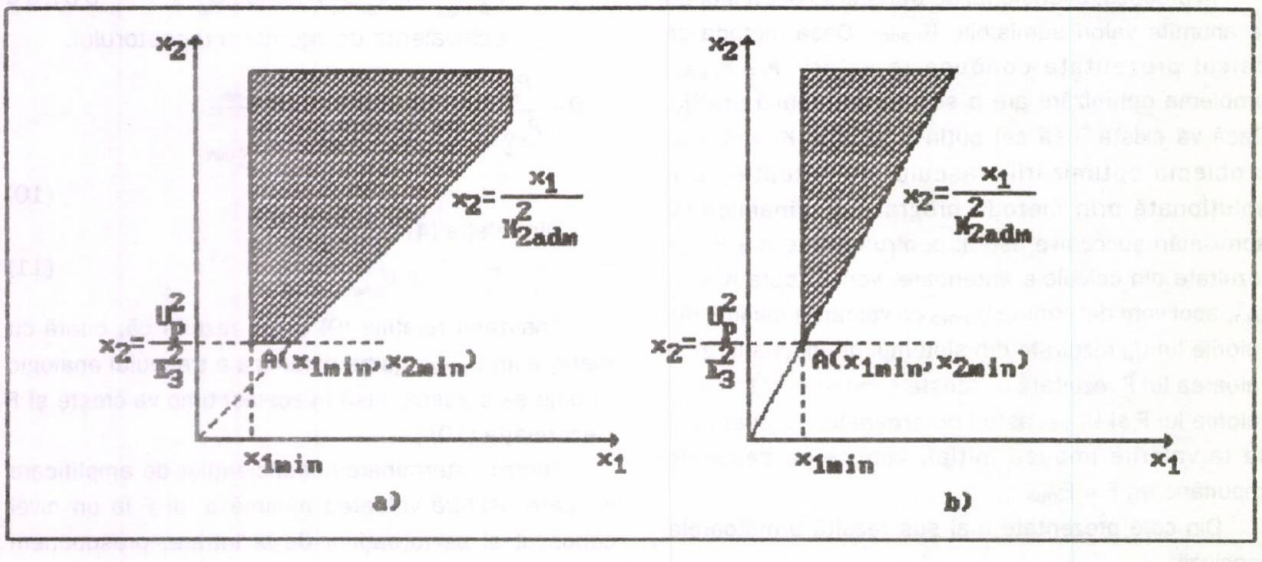



Figura 2 - Determinarea minimului funcţiei $F = f(x_1, x_2)$.

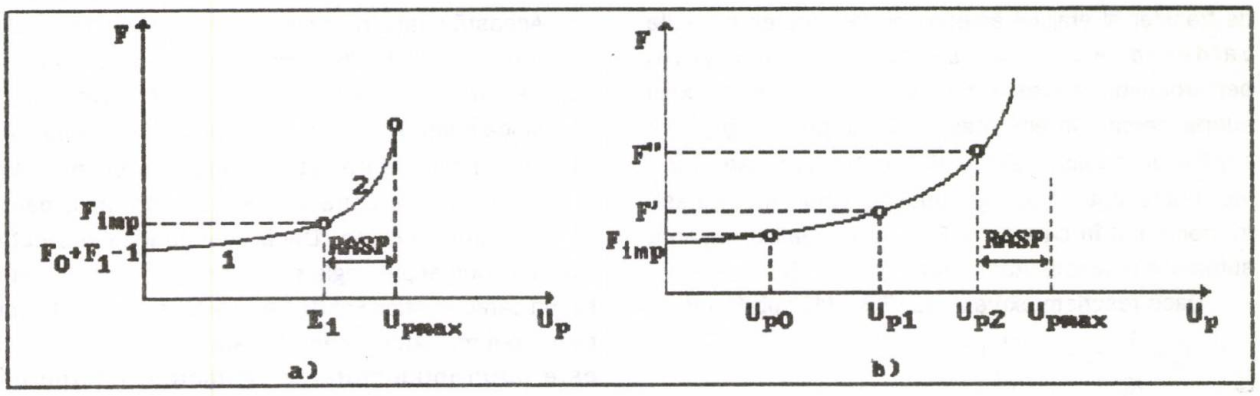



Figura 3 - Variația factorului de zgomot în funcție de nivelul perturbațiilor.

electromagnetică dată. Însă, în condiții reale de recepție, situația electromagnetică se modifică în timp. Din această cauză, traseul analogic trebuie să se adapteze la o situație electromagnetică concretă, variabilă, pentru a asigura o recepție de bună calitate, rezultând necesitatea existenței unui sistem automat, care să asigure această adaptare.

## Algoritmi de reglaj în sistemele cu reglare automată a amplificării după nivelul perturbațiilor

Principiul protejării traseului de recepție la supraîncărcare, în cazul creșterii nivelului perturbațiilor peste valoarea maximă admisă $U_p > U_{pmax}$, consă în micșorarea coeficienților de transfer $K_i$ al etajelor anterioare etajului în care apare supraîncărcarea, în funcție de $U_p$. Pentru a asigura o pierdere cât mai mică de sensibilitate, este necesar să stabilim un anumit algoritm de modificare (reglare) a coeficienților $K_i$. Dacă valorile acestora nu sunt limitate sau $K_i \le K_{iadm}$, atunci minimul lui F va corespunde valorilor maxime ale fiecărui $K_i$, pentru $U_p \le E_1$, adică:

$$K_o = 1 \; ; \; K_1 = E_2 / U_p \; ; \; K_i = E_{i+1} / E_i = const.$$

$$\text{pentru } 2 \le i \le n-1 \qquad (22)$$

Dacă la un moment dat nivelul perturbațiilor depășește pragul de perturbare al primului etaj $U_p > E_1$, este necesară reglarea automată a sensibilității după nivelul perturbațiilor și stabilirea coeficienților de transfer:

$$K_o = E_1 / U_p \; ; \; K_1 = E_2 / E_1 \; ; \; K_i = E_{i+1} / E_i = const.$$

$$\text{pentru } 2 \le i \le n-1. \qquad (23)$$

Observăm că, în cazul analizat, reglajul se exercită numai în două secțiuni ale traseului analogic și anume: un reglaj automat al sensibilității, prin introducerea în structura traseului a atenuatorului $K_o$ și un reglaj automat al amplificării după nivelul perturbațiilor în primul etaj al traseului.

Atâta timp cât $U_p < E_1$, variația factorului de zgomot în funcție de nivelul perturbațiilor rezultă din (4) și va fi:

$$F = F_o + (F_1 - 1) + U_p^2 [\, (F_2 - 1) / E_2^2 + \\ + (F_3 - 1) / E_3^2 + \ldots + (F_n - 1) / E_n^2 \,] \qquad (24)$$

Această variație este reprezentată grafic în fig. 3-a (curba 1).

În momentul în care $U_p > E_1$, expresia lui F devine :

$$F = F_o + U_p^2 [\, (F_1 - 1) / E_1^2 + \\ + (F_2 - 1) / E_2^2 + \ldots + (F_n - 1) / E_n^2 \,] \qquad (25)$$

constatându-se o creștere a pantei de variație în raport cu $U_p^2$ comparativ cu cazul anterior ( fig. 3-a, curba 2).

Dacă, pentru unul din etajele traseului $K_i \ge K_{i\,adm}$, algoritmul de reglaj va stabili coeficienții $K_i$ conform relațiilor (19) - (21).

Limitarea valorilor lui $K_i$ afectează procedura de reglaj și caracteristicile traseului, reglajul căpătând un caracter secvențial. În cazul în care $U_p \le E_1$, într-o primă etapă se determină coeficienții $K_i$ care satisfac condițiile (21), apoi din condițiile (2) se determină nivelul maxim admisibil al perturbațiilor, astfel încât să nu apară supraîncărcarea niciunui etaj:

$$U_p^o = Min\,[U_{p\,i} = E_i / (\, K_1^o K_2^o \ldots K_{n-2}^o \,)\,], \; i = 2 \ldots n \qquad (26)$$

Dacă $U_p \le U_p^o$, valorile stabilite pentru $K_i$ sunt corecte. Însă pentru $U_p > U_p^o$, rezultă că în etajul k, pentru care $U_{pk} = U_p^o$, va apare supraîncărcarea acestuia, fiind necesară protecția sa prin micșorarea coeficientului

de transfer al etajului anterior, de la valoarea $K^0_{k-1}$, la valoarea $K_{(k-1)\,min} = E_k / E_{k-1}$. Dacă nivelul perturbaţiilor va creşte în continuare, apare pericolul supraîncărcării în alte etaje şi, ca urmare, reglajul va căpăta un caracter secvenţial, cu o deplasare către intrarea receptorului, algoritmul de reglaj fiind acelaşi. În momentul în care $U_p > E_1$, se va realiza reglarea automată a sensibilităţii, stabilind $K_o = E_1 / U_p$.

Dacă rescriem expresia lui F din (1) sub forma:

$$F = F_o + \frac{1}{K_o^2}[F_1 - 1 + \frac{1}{K_1^2}[F_3 - 1 + \ldots +$$

$$+ \frac{1}{K_{k-1}^2}[F_k - 1 + \frac{F_{k+1} - 1}{K_k^2} +$$

$$+ \frac{F_{k+2} - 1}{K_k^2 K_{k+1}^2} + \ldots + \frac{F_n - 1}{K_k^2 K_{k+1}^2 \ldots K_{n-1}^2}] \ldots ]]],$$

şi introducem notaţia $E'_i = E_i / (K_o^2 K_1^2 \ldots K_{i-1}^2)$ pentru pragul de perturbare $E_i$ transferat la intrarea traseului, ştiind că, până la apariţia supraîncărcării într-o anumită secţiune valoarea maximă a coleficienţilor de transfer este:

$$K_{i-1} = E_i / (U_{p\,i} K_o^2 K_1^2 \ldots K_{i-1}^2)$$

vom obţine:

$$F = F_o + \frac{U_{p1}^2}{E_1^2}[F_1 - 1 + \frac{U_2^2}{E_2^2}[F_2 - 1 + \ldots +$$

$$+ \frac{U_{pk}^2}{E_k^2}[F_k - 1 + \frac{F_{k+1} - 1}{K_k^2} +$$

$$+ \frac{F_{k+2} - 1}{K_k^2 K_{k+1}^2} + \ldots + \frac{F_n - 1}{K_k^2 K_{k+1}^2 \ldots K_{n-1}^2}] \ldots ]]] \qquad (27)$$

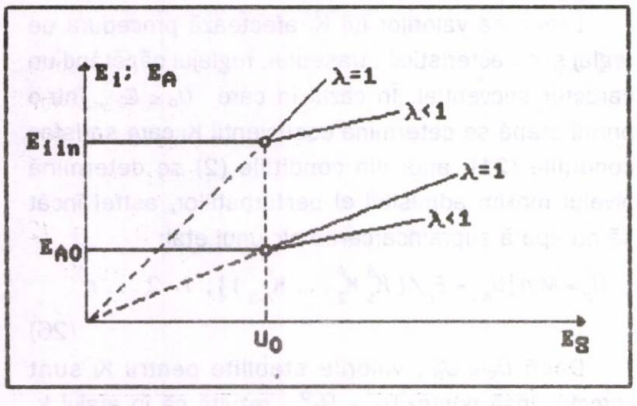



Figura 4 - Variaţia sensibilităţii şi a pragului de perturbare în funcţie de nivelul semnalului util.

Această relaţie ne dă legea de variaţie a factorului de zgomot în funcţie de nivelul perturbaţiilor F=f ($U_p$), pe măsura deplasării secţiunii în care apare supraîncărcarea spre intrarea receptorului. După cum observăm din figura 3-b, pe măsură ce această deplasare are loc către intrarea receptorului, panta caracteristicii creşte. Dacă vom realiza protecţia traseului numai prin reglarea automată a sensibilităţii, forma caracteristicii F=f ($U_p$) se va deosebi esenţial de forma optimă. Atunci când sensibilitatea receptorului este puţin influenţată de zgomotele interne ale acestuia ( $F' > F_{i\,mp}$ ), reglajul se poate transfera spre intrarea transeului, numărul etajelor reglate se micşoreaă, iar dependenţa F=f ($U_p$) poate fi aproximată cu caracteristica de reglare automată a sensibilităţii ( cazul $F_{i\,mp} = F''$ în fig. 3-b ).

În cazul unor semnale utile mari, care determină intrarea în funcţiune a sistemului de reglare automată a amplificării după nivelul semnalului util, apare o protecţie suplimentară a traseului la acţiunea perturbaţiilor. Pentru un sistem de reglare automată a amplificării ideal (tensiunea de la ieşirea traseului de recepţie rămâne constantă) realizat cu un atenuator liniar nezgomotos dispus la intrare, pragul de perturbare devine:

$$E_i = E_{iin} E_s / U_o \qquad (28)$$

unde $U_o$ - reprezintă pragul de acţionare a sistemului RAA; $E_{iin}$ - pragul iniţial de perturbare, adică fără RAA ; $E_s$ - nivelul semnalului util care comandă sistemul RAA. În figura 4 este prezentată caracteristica $E_i = f(U_s)$, care trece prin originea sistemului de axe de coordonate şi punctul ($E_{iin}$,$U_o$).

În momentul intrării în funcţiune a sistemului de RAA, are loc, de asemenea, modificarea zgomotelor transferate la intrarea etajului, ceea ce determină modificarea sensibilităţii, astfel:

$$E_A = E_{Ao} E_s / U_o \qquad (29)$$

unde $E_{Ao}$ - sensibilitatea etajului fără RAA, presupunând atenuatorul de la intrarea etajului, nezgomotos.

În cazul în care are loc modificarea lui $E_i$ şi/sau $U_o$, se modifică şi panta caracteristicilor $E_i = f(E_s)$, $E_A = f(E_s)$ fără a modifica însă gama dinamică a etajului, după cum rezultă din relaţiile (28) şi (29):

$$D = E_i / E_A = E_{iin} / E_{Ao} = const. \qquad (30)$$

Pentru sistemul de RAA cu eficacitate mai mică a reglajului (la care tensiunea de la ieşirea traseului

variază) caracteristicile $E_i = f(E_S)$ și $E_A = f(E_S)$ vor avea o pantă mai mică și pot fi descrise de relațiile:

$$E_i = \lambda E_{iin}(E_s - U_o) / U_o + E_{iin} \quad (31)$$

$$E_A = \frac{E_{Ao}[\lambda E_{iin}(E_s - U_o) + U_o E_{iin}]}{U_o E_{iin}} =$$

$$= \frac{\lambda E_{Ao}(E_s - U_o)}{U_o} + E_{Ao} \quad (32)$$

unde $\lambda$ - este un coeficient ce determină panta caracteristicilor din figura 4 ( $\lambda \leq 1$ ; $\lambda = 1$ corespunde unui sistem RAA ideal ). Determinând gama dinamică a unui etaj, constatăm din relațiile (30), (31) și (32), că și în cazul sistemului RAA real, aceasta rămâne neschimbată.

Din cele prezentate, rezultă că reglarea automată a amplificării prin intermediul unui atenuator liniar nezgomotos dispus la intrarea unui etaj (traseu), determină modificarea proporțională a limitelor gamei dinamice (atât inferioară cât și superioară), menținând constantă valoarea gamei dinamice a etajului (traseului) respectiv. În practică însă, din cauza zgomotelor interne ale atenuatorului și apariției unor efecte neliniare, gama dinamică se modifică pe timpul reglajului.

BIBLIOGRAFIE

[1.] BĂLAN C., Tehnica transmisiunilor radio, partea a II-a, pag. 32-34, Academia Militară, București, 1988

[2.] BĂLAN C., Tehnica transmisiunilor radio, partea a III-a, pag. 173-181, Academia Militară, București, 1991

[3.] BOGDANOVICI B.M., Radioprieomnîe ustroistva s bolșim dinamiceschim diapazonom, pag. 54-69, Izdatelistvo Radio i sviazi, Moscova, 1984

[4.] GROSHONG R., RUSCAK S., Undersampling techniques simplify digital radio, Electronic Design, may 23, 1991, pag. 67

[5.] BĂLAN C., Receptoare radio profesionale cu prelucrare digitală a semnalelor, Telecom Ro, Nr. 3/4, octombrie/decembrie 1994, pag. 14.

# Algoritm de asignare a canalelor de frecvență pentru sistemele de comunicații mobile de mare capacitate

*As. dr. ing. Roxana-Mariana A. Zoican* *

*Cuvinte cheie: asignarea flexibilă a canalelor radio, asignare dinamică a canalelor radio, celule adiacente, canale nominale, canale "împrumutate", probabilitate de blocare.*

*Lucrarea prezintă un algoritm de asignare flexibilă a canalelor radio în sistemele de telecomunicații mobile, algoritm care permite "împrumutarea" de canale de la celulele vecine, în cazul în care toate canalele nominale alocate unei celule sunt ocupate. Sunt utilizate strategii de reasignare dinamică, în momentul închiderii apelurilor desfășurate în canalele nominale ale celulelor (sunt comutate apelurile aflate în desfășurare, din canalele "împrumutate", în canalele nominale eliberate; se permite astfel reutilizarea canalelor "împrumutate").*

## 1. Inroducere

În cadrul sistemelor de comunicații celulare, fiecare celulă este deservită de o stație de bază. Grupurile de canale radio sunt asignate celular astfel încât să se asigure posibilitatea reutilizării frecvențelor (în condițiile în care distanța între celulele care utilizează același grup de frecvențe este mai mare decât limita stabilită pentru sistemul respectiv).

În cazul **metodei de asignare fixă a canalelor,** în cadrul unei celule se pot utiliza numai canalele stabilite inițial pentru celula respectivă. Dacă toate canalele radio alocate unei celule sunt ocupate la un moment dat, orice apel inițiat în acea celulă este rejectat, chiar dacă în celulele vecine există canale radio vacante.

În cazul **metodei de asignare dinamică a canalelor,** acestea sunt gestionate de către un bloc funcțional central, fiecare canal putând fi utilizat în orice celulă a sistemului. Totuși, în cazul reutilizării frecvențelor, se va lua în considerare distanța minimă care trebuie să separe două celule care utilizează același grup de canale radio. În acest scop, metoda de asignare dinamică a canalelor prevede posibilitatea comutării canalelor alocate unor apeluri, chiar în timpul desfășurării convorbirilor respective.

În cazul **metodei de asignare hibridă a canalelor**, numărul total de canale alocate sistemului este divizat în două : A și B. A reprezintă numărul total de canale alocate prin metoda asignării dinamice. Raportul optim dintre A și B este determinat în funcție de densitatea de trafic.

În continuare, se va prezenta o **metodă de asignare flexibilă a canalelor**, care se bazează pe procedeul de "împrumutare" a canalelor de la celulele vecine și pe anumite strategii de comutare, astfel încât să se minimizeze probabilitatea de blocare a sistemului.

Se vor prezenta două cazuri:

- 1. - sisteme cu densitate de trafic uniformă, în care apelurile blocate sunt rejectate din sistem;
- 2. - sisteme cu densitate de trafic uniformă, în care există apeluri telefonice de la abonați și apeluri telefonice de la un dispecerat; apelurile blocate de la dispecerate sunt întârziate.

## 2. Descrierea algoritmilor de asignare a canalelor

Inițial, un grup de canale este alocat fiecărei celule, conform metodei de asignare fixă a canalelor radio.

* Universitatea "Politehnica" București

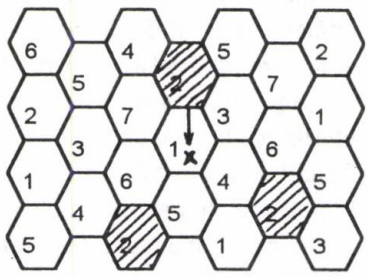



Figura 1 - Celula 1 "împrumutată" canalul [x] de la celula adiacentă 2. Canalul [x] este blocat în cele trei celule haşurate.

Fiecărui apel i se alocă un canal radio (din grupul stabilit pentru celula respectivă), dacă există canale disponibile în celulă; dacă nu există, se "împrumută" un canal de la una dintre celulele vecine. Pentru fiecare celulă din sistem se construieşte o listă de canale radio, în modul următor: primele canale înscrise pe listă sunt destinate în primul rând apelurilor telefonice iniţiate în celula respectivă, în timp ce ultimile canale înscrise pe listă sunt destinate, cu prioritate, procesului de "împrumutare" pentru celulele vecine. Se observă că nu există o divizare strictă a canalelor ca în cazul metodei de asignare hibridă a canalelor radio. Aceasta reduce posibilitatea utilizării simultane a unui canal, în celula nominală şi într-o altă celulă vecină, căreia i-a fost "împrumutat".

În momentul iniţierii unui apel într-o celulă, canalele asignate acestei celule sunt testate în ordine (începând cu primul de pe listă), în scopul determinării unui canal liber. Dacă există un canal liber, acesta este asignat apelului. Dacă nici unul dintre canalele înscrise pe lista canalelor alocate celulei în care a fost iniţiat apelul nu este liber, se va "împrumuta" un canal de la una dintre celulele adiacente (de la celula care are numărul cel mai mare de canale destinate procesului de "împrumutare"). Un canal poate fi "împrumutat" dacă este liber atât în celula adiacentă, cât şi în celulele interferente (celule care utilizează acelaşi grup de frecvenţe cu celula adiacentă respectivă), aşa cum se prezintă şi în figura 1.

Se observă că se "împrumută" canalul [x] de la celula 2, pentru deservirea unui apel în celula 1. Canalul [x] este blocat în toate celulele care utilizează acelaşi grup de frecvenţe, fiind situate la distanţa minimă acceptabilă de reutilizare (în scopul reducerii interferenţei). Canalul este blocat atât pentru apelurile interne celulelor respective, cât şi pentru procesul de "împrumutare" către alte celule.

În momentul "împrumutării" unui canal de către o celulă, se selectează întotdeauna ultimul canal de pe lista canalelor destinate procesului de "împrumutare" (ultimile canale înscrise pe lista de frecvenţe a fiecărei celule sunt "împrumutate" cu prioritate).

Sunt utilizate diferite strategii de comutare, în scopul minimizării traficului pe canalele "împrumutate":

- a. - în momentul terminării unui apel desfăşurat pe unul dintre canalele radio "împrumutate", canalul este eliberat în celula adiacentă, precum şi în celelalte celule interferente;
- b. - în momentul terminării unui apel desfăşurat pe unul dintre canalele radio nominale ale celulei, dacă există în aceeaşi celulă un apel care se desfăşoară pe un canal "împrumutat", acest apel este comutat pe un canal nominal eliberat; canalul "împrumutat" este eliberat în celula adiacentă şi în celulele interferente;
- c. - în momentul terminării unui apel care se desfăşoară pe unul dintre canalele nominale ale celulei, dacă nu există nici un apel care să se desfăşoare pe canale "împrumutate", apelul care utilizează ultimul canal nominal de pe listă este comutat pe canalul nominal eliberat (se păstrează astfel prioritatea de utilizare a primelor canale de pe listă pentru apelurile nominale).

În cazul sistemelor complexe în care apelurile telefonice sunt generate fie de către abonaţi, fie de către un dispecerat, canalele radio sunt utilizate în comun pentru cele două tipuri de apeluri.

Acest sistem este mai eficient decât un sistem în care s-ar utiliza grupuri de canale diferite pentru apelurile de la abonaţi şi pentru cele iniţiate de dispecerat.

Într-un astfel de sistem complex, există două tipuri de trafic:

- a. - trafic care satisface teorema Erlang **B** (apelurile blocate sunt rejectate din sistem), pentru apelurile iniţiate de abonaţi;
- b. - trafic care satisface teorema Erlang **C** (apelurile blocate sunt întârziate), pentru apelurile de la dispecerat.

**Gradul de oferire a serviciilor**, pentru acest sistem complex, se defineşte ca probabilitatea de

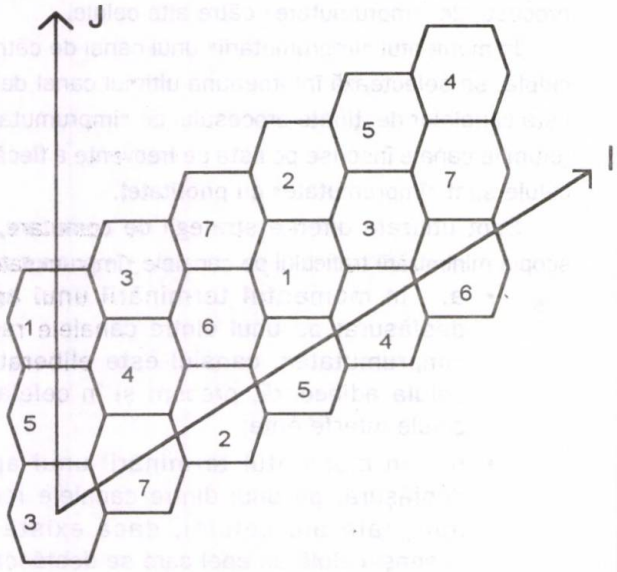



Figura 2 - Sistemul celular utilizat pentru simularea noului algoritm.

blocare a apelurilor de la abonați, sau ca întârzierea medie a apelurilor de la dispecerat.

Utilizând asignarea fixă a canalelor, dacă toate canalele nominale sunt ocupate într-o celulă, orice nou apel inițiat de către un abonat este blocat și rejectat, în timp ce un apel inițiat de dispecerat este întârziat prin introducerea sa într-o coadă de așteptare (de tip First In First Out).

Algoritmul prezentat în continuare este utilizat pentru tratarea atât a apelurilor inițiate de către abonații telefonici, cât și a celor inițiate de dispecerat, prioritatea mai mare fiind alocată abonaților telefonici, astfel:

- dacă există un canal nominal liber și atât dispeceratul, cât și un abonat telefonic generează simultan un apel, canalul va fi alocat abonatului telefonic;
- dacă un canal destinat procesului de "împrumutare" este liber și atât dispeceratul, cât și un abonat telefonic generează simultan un apel, canalul va fi alocat abonatului telefonic.

## 3. Simularea noului algoritm

Sistemul utilizat pentru simulare este alcătuit din celule hexagonale, ca în figura 2.

Poziția celulelor este descrisă de coordonatele neortogonale **I** și **J**. Numărul de celule ale unui "cluster"( grup de celule care utilizează aceleași canale de frecvență) este 7. Densitățile de trafic ale diferitelor celule sunt memorate în matricea

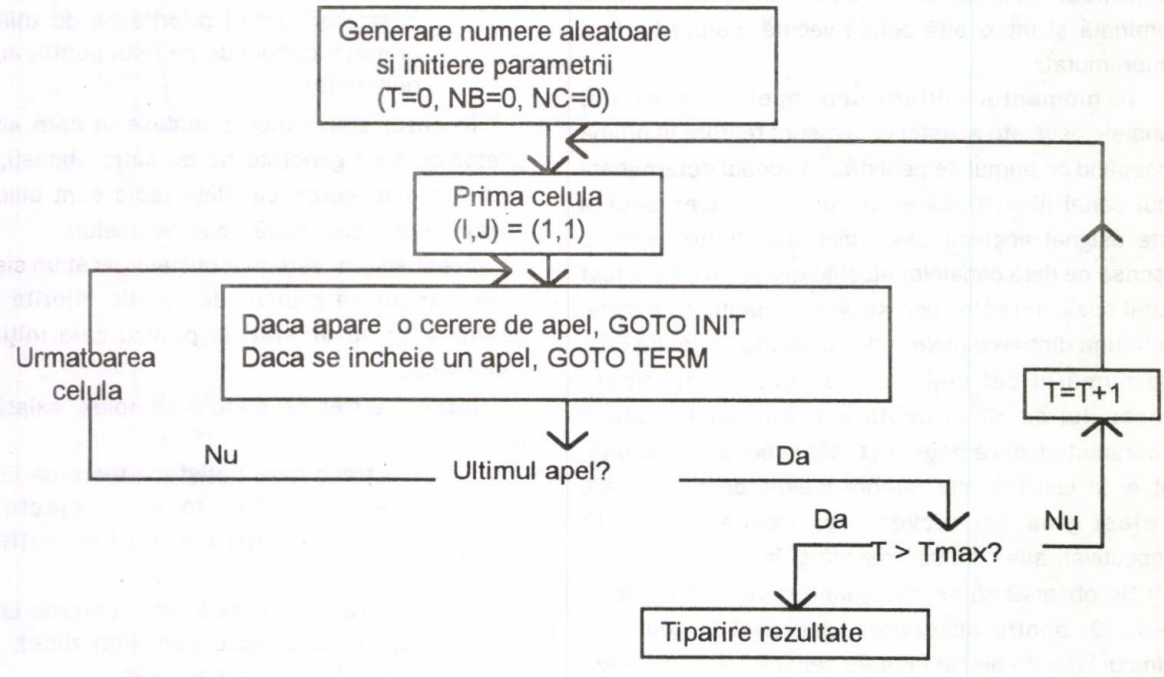
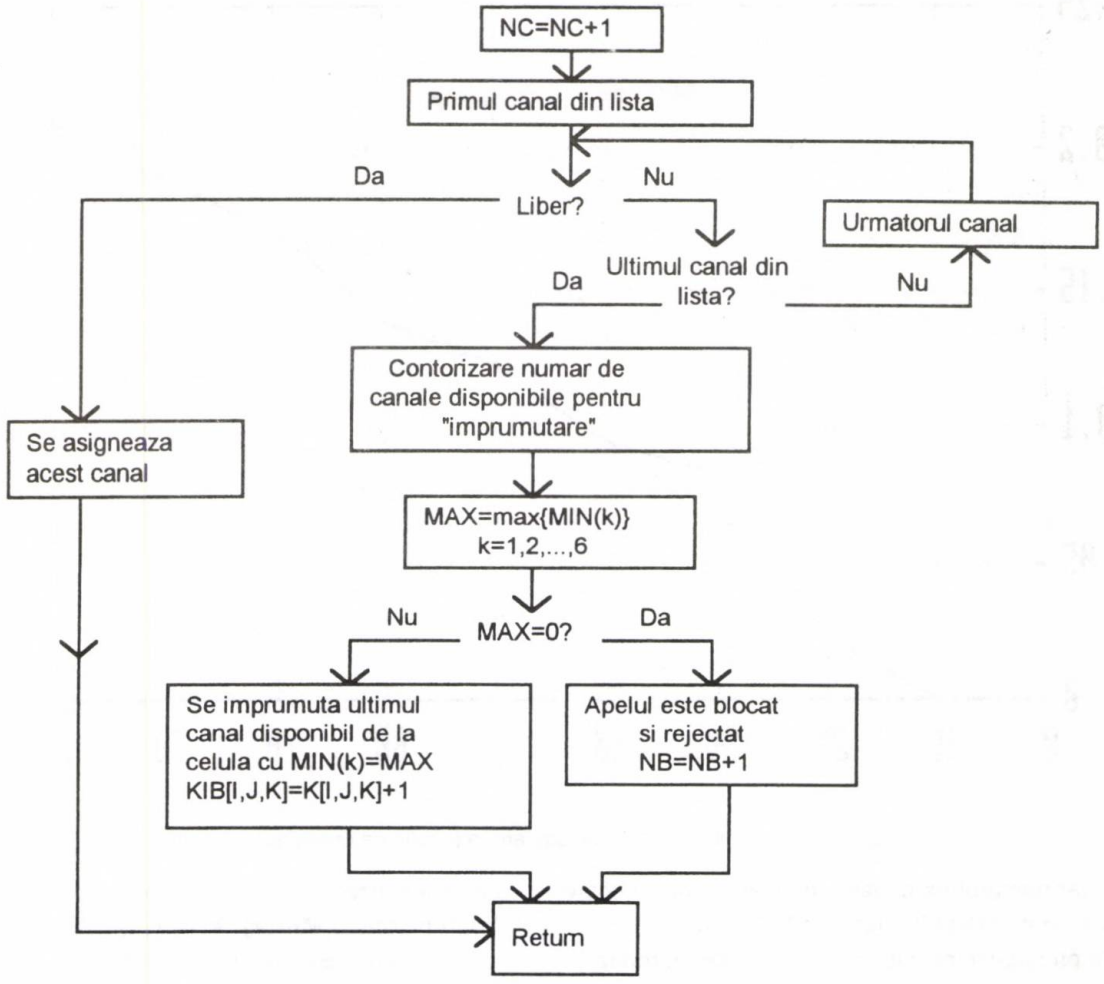
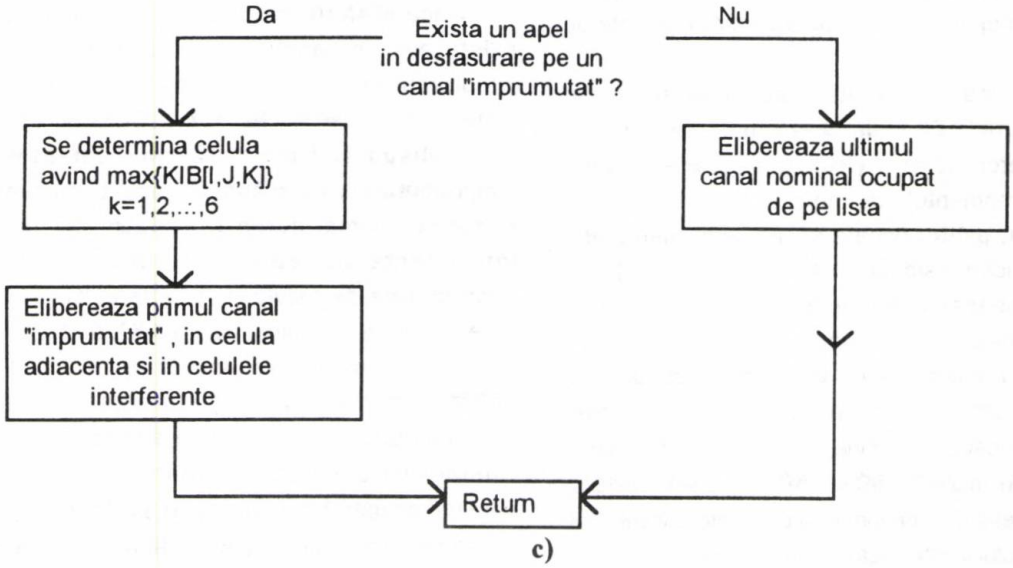



Figura 3 - Organigrama programului de simulare:
a) Organigrama programului principal;




b)




c)

Figura 3 - Organigrama programului de simulare:b) Organigrama subrutinei **INIT** ;c) Organigrama subrutinei **TERM.**

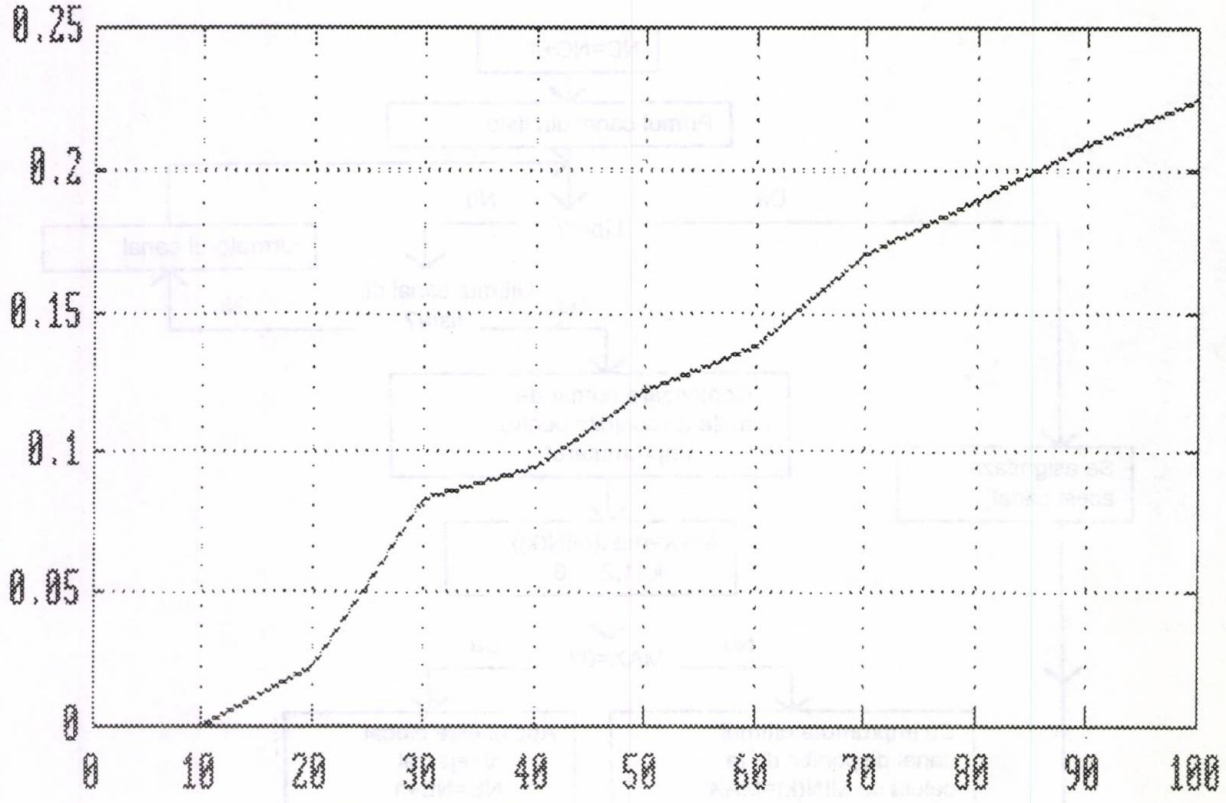



Figura 4 - Variația probabilității de blocare în funcție de creșterea traficului.

**A[I,J]**, iar numărul de canale nominale pentru fiecare celulă este memorat în matricea **NMAX[I,J].**

Se presupune că inițierea apelurilor este realizată după o distribuție Poisson, având rata medie de inițiere a apelurilor proporțională cu densitatea de trafic. Durata medie a unui apel se consideră a fi de 180 sec. Se neglijează efectul traversării granițelor dintre celule.

Organigrama programului de simulare este descrisă în figura 3. Se inițializează cu 0, timpul **(T)** și numărul de cereri de apel **(NC)**. Numerele aleatoare reprezentând momentele de inițiere a apelurilor și de terminare a lor, pentru fiecare celulă, sunt memorate în tablourile tridimensionale **S[I,J,K]** și **E[I,J,K]**. În fiecare celulă se testează periodic, la fiecare secundă, inițierile și încheierile apelurilor.

În momentul în care apare o cerere de inițiere de apel într-o anumită celulă, apelul este prelucrat de subrutina **INIT.** Primul pas în această subrutină constă în incrementarea numărului de apeluri oferite **(NC <— NC + 1).** Lista canalelor nominale este testată în ordine, în scopul determinării unui canal liber. Apelului îi este asignat primul canal găsit liber în listă, alocându-se astfel cu prioritate canalele cu numere de ordine inferioare. În cazul în care canalele înscrise pe listă sunt ocupate, este inițiat procesul de "împrumutare", prin contorizarea numărului de canale disponibile "împrumutării", **MIN(k), k** = 1,2,...,6, în cele șase celule vecine. Se "împrumută" un canal din celula având numărul maxim de canale disponibile,

$$MAX = \max_{k=1,2,\ldots,6} \{ MIN(k) \}.$$

Dacă **MAX=0**, apelul este blocat deoarece nu există nici un canal disponibil pentru procesul de "împrumutare" și numărul de apeluri blocate este incrementat **( NB <— NB + 1 ).** Dacă *MAX#0* **ultimul canal disponibil din listă este selectat pentru "împrumutare"; începând din acest moment, acest canal nu va mai putea fi utilizat nici în celulele interferente sau adiacente. Numărul de canale împrumutate de celula (I,J)** de la celulele adiacente este memorat în tabloul **KIB[I,J,K], k**=1,2,...,6.

În momentul în care apelul se încheie, subrutina **TERM** verifică dacă celula curentă a avut canale "împrumutate" de la celulele adiacente. Dacă nu a existat nici un canal "împrumutat", ultimul canal nominal ocupat din listă este eliberat. Dacă a existat un canal "împrumutat", subrutina testează numărul de canale "împrumutate", **KIB[I,J,K],** de la celelalte celule adiacente, pentru a determina de la care celulă a fost "împrumutat" canalul respectiv. Apoi, canalul

este eliberat de pe lista celulei de la care a fost "împrumutat", precum și de pe listele celulelor interferente.

După încheierea prelucrărilor asupra celor șase celule, la sfârșitul perioadei de 1 sec., **T** este incrementat ( **T <--- T + 1** ) și procesul se reia în următorul interval temporal.

La sfârșitul programului, se calculează probabilitatea de blocare **NB/NC.**

Programul de simulare a fost ralizat pentru un sistem având o densitate uniformă de trafic, de 5E/celulă și 10 canale nominale/celulă. În condițiile unei asignări fixe a canalelor radio, din formula Erlang **B**, rezulă o probabilitate de blocare de 0,02. Intensitatea de trafic a fost mărită progresiv, calculându-se pentru fiecare valoare probabilitatea de blocare. În scopul determinării cazului optim, numărul maxim de canale disponibile în fiecare celulă, pentru procesul de "împrumutare", a fost variat de la 1 la 5. Aceasta nu a condus la modificarea esențială a rezultatelor. Explicația constă în faptul că procesul de reasignare minimizează numărul de canale "împrumutate" și, în același timp, strategiile de "împrumutare" conduc la egalizarea numărului de canale "împrumutate" de la cele șase celule.

Rezultatele obținute (variația probabilității de blocare în funcție de creșterea traficului) sunt prezentate în figura 4.

Pentru cazul sistemului complex, în care sunt inițiate apelurile atât de către abonații telefonici, cât și de către un dispecerat, se modifică în mod corespunzător algoritmul precedent. Traficul de bază pentru fiecare celulă constă în 100 apeluri telefonice de la abonații mobili/oră și 100 apeluri de la dispecerat/oră, fiecare satisfăcând în mod independent distribuția Poisson. Se consideră că apelurile de la dispecerat au o durată constantă de 20 sec. Ca urmare, fiecare celulă va avea densitatea de trafic telefonic de la abonați egală cu 5E și densitatea de trafic telefonic de la dispecerat de 5/9E. Raportul 9/1 este identic cu cel estimat pentru sistemele de mare capacitate în "Bell Laboratories Technical Report".

BIBLIOGRAFIE

[1.] "Analysis of system performance of High Capacity Mobile Radio", R.Prasad, A. Kegel, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. I, 1989.

[2.] "A General Approach to Spectral Efficiency Evaluation for High Capacity Mobile Radio Systems in Different Scenarios" 40th IEEE Vehicular Technology, Conf., Denver, 1992.

[3.] "A Strategy for Flexible Channel Assignment in Mobile Communication Systems", J. Tajima, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 37, Nr.2, 1988.

# Comparație între metodele de achiziție cu timpi de integrare fixați pe baza diagramei circulare

*Simona Halunga, Octavian Fratu* *

*Cuvinte cheie: achiziție, spectru împrăștiat, diagrama circulară, single-dwell, double-dwell.*

*Lucrarea prezintă metoda diagramei circulare pentru calculul performanțelor sistemelor de achiziție cu timpi de intergare discreți folosite la recepția semnalelor cu spectru împrăștiat de tip secvență directă. Rezultatele teoretice obținute sunt exemplificate numeric pentru două cazuri de interes.*

## I. Introducere

**Recepționarea** semnalelor cu spectru împrăștiat impune sincronizarea receptorului, ceea ce presupune sinfazarea generatorului de cod local (din cadrul receptorului) cu codul semnalului recepționat. Într-o primă fază se face "achiziția", adică se caută ca replica generată local a secvenței pseudoaleatoare de împrăștiere să se deruleze simultan cu secvența corespunzătoare de la emisie. Odată ce etapa de achiziție a fost depășită (în sensul că semnalul pseudoaleator generat local este aliniat cu semnalul de cod recepționat cu o diferență de cel mult o jumătate de interval de cod), se pune problema "urmăririi", adică a păstrării stării sincronism.

În general etapa de achiziție este cea mai dificilă deoarece inițial receptorul nu posedă nici o informație asupra fazei codului pseudoaleator al semnalului recepționat. Aleatorismul procesului de achiziție provine din mai multe surse cum ar fi: incertitudinea offsetului de fază; distorsiunile datorate canalului; prezența datelor aleatoare (dacă este cazul); faza necunoscută a purtătoarei (în cazul recepției coerente) și a offseturilor de frecvență datorate fenomenului Doppler; zgomotului Gaussian aditiv; corelației parțiale dintre codul recepționat și replica locală.

Mărimea prin care sunt caracterizate performanțele sistemului este timpul de achiziție $T_{ACQ}$ care este timpul necesar detecției celulei corecte. Aceasta este o variabilă aleatoare care depinde de diferența de fază inițială dintre codul local și cel al semnalului recepționat. Caracterizarea ei statistică completă se face prin intermediul funcției densitate de probabilitate a acesteia, aceasta este însă dificil de determinat și conține mai multă informație decât este necesar. De aceea se preferă caracterizarea prin intermediul momentelor de ordinul 1 și 2 ale acestei funcții, respectiv :

- timpul mediu de achiziție,
  $\bar{T}_{ACQ} = E\{T_{ACQ}\}$;
- dispersia timpului de achiziție,
  $T^2_{ACQ} = E\{T^2_{ACQ}\} - \bar{T}^2_{ACQ}$ .

Pentru a calcula aceste mărimi se pot folosi mai multe procedee și anume: metoda directă (în timp discret), calculul cu ajutorul funcției generatoare a grafului de fluență pentru un lanț Markov cu q stări și calculul pe baza diagramei circulare.

## II. Prezentarea diagramei circulare echivalente și determinarea funcției generatoare pentru starea de achiziție

În continuare se va prezenta metoda diagramei circulare, care oferă un mod de prezentare unitar pentru analiza acelor scheme de achiziție care au următoarele caracteristici comune:

- 1. strategia aplicată este cea de căutare serială;
- 2. timpii de integrare sunt fixați pentru fiecare etapă;
- 3. la semnalul recepționat se adaugă zgomor alb, Gaussian cu densitatea spectrală de putere constantă în bandă.

* Universitatea "Politehnica" București

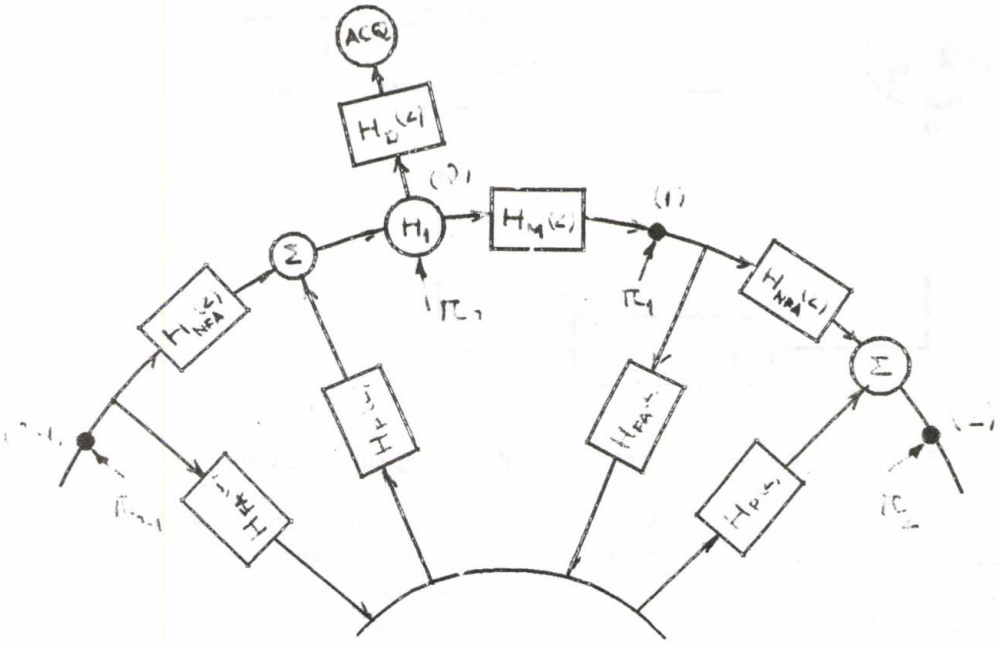



Figura 1 - diagrama circulară - cazul general

Se va introduce noțiunea de celulă pentru a desemna o anumită poziție a codului local. De asemenea se presupune că sunt valabile următoarele ipoteze:

- nu există nici o informație apriori asupra fazei codului recepționat (celula corectă); deci regiunea de incertitudine acoperă întreaga perioadă a codului și în plus toate celulele sunt echiprobabile;
- testarea regiunii de incertitudine se face celulă cu celulă, pornind dintr-o poziție oarecare și se desfășoară într-o singură direcție până când este detectată celula corectă;
- nu există decât o singură celulă pentru care se poate declara "semnal prezent".

Mecanismul de achiziție poate fi privit ca un proces discret, fiecare salt între 2 stări succesive din totalul de q+1 fiind considerat un pas. Stările sunt definite după cum urmează:

- stările ( 1,2, . . . , q-1 ), corespund fiecare unei celule, sunt considerate ca fiind celule care nu corespund unei faze corecte ( "out of sync" ), deci aparțin regiunii de decizie $H_0$. Aceste condiții permit abordarea acelor scheme la care se poate aplica teoria lanțurilor Markov omogene și discrete, pe baza căreia se face analiza;
- starea q cuprinde toate celulele care corespund unei faze corecte ("sync cells"), și definește regiunea de decizie $H_1$;
- starea ACQ (de achiziție) este o stare de absorbție, și reprezintă starea finală în care sistemul trebuie să ajungă cât mai curând. Ea corespunde declarării unei stări de sincronizare între codul recepționat și cel local; odată ajuns în această stare procesul de achiziție se consideră încheiat și este inițiată bucla de urmărire;
- starea FA corespunde unei inițializări greșite a buclei de urmărire datorate unei decizii incorecte a sistemului de achiziție. Ea poate fi modelată ca stare de tranziție sau ca stare de absorbție dacă sunt eliminate căile de întoarcere din această stare.

Procesul de căutare începe dintr-o stare oarecare i, caracterizată de probabilitatea $\pi_i = 1 / q$, și se desfășoară într-o singură direcție până când se ajunge în starea finală. Calea pe care o ia se bazează de fiecare dată pe decizia luată în starea precedentă, pe baza testului aplicat ieșirii corelatorului, care este o variabilă aleatoare probabilistică. Această decizie este influențată de valoarea medie a eșantioanelor zgomotului pe durata (timpul de integrare) caracteristică fiecărui test; cum zgomotul este o v.a. Gaussiană, aceste decizii sunt independente una față

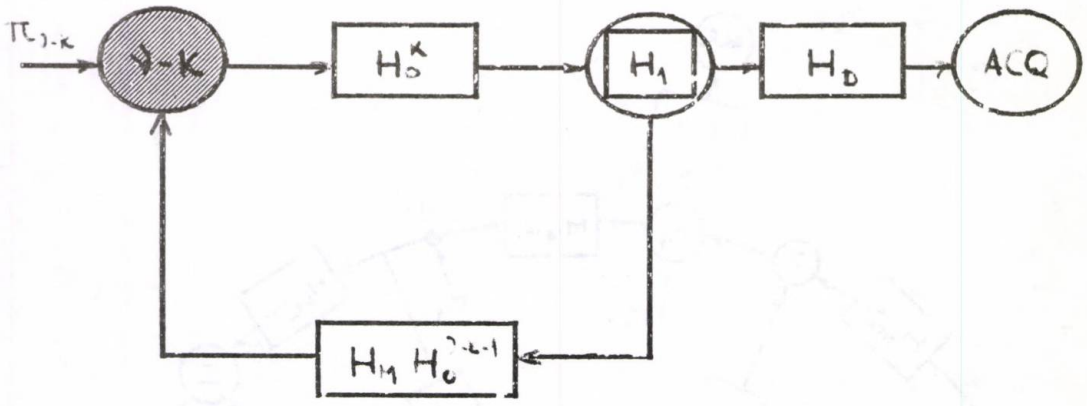



Figura 2 - Graful de fluenţă simplificat pentru strategia de căutare serială

de alta. Deoarece şi deciziile luate la fiecare pas sunt independente, rezultă imediat natura de lanţ Markov discret al procesului de achiziţie [1]. Mai mult, deoarece puterea zgomotului este constantă în timp lanţul Markov se mai numeşte şi omogen sau invariant în timp.

Pentru aceste procese se poate construi diagrama circulară [2] şi, pe baza acesteia, se poate calcula funcţia generatoare asociată stării principale de absorbţie (starea de achiziţie ACQ ) $P_{ACQ}(z)$. Pentru aceasta se va studia o porţiune din diagrama circulară care cuprinde starea ν (corespunzătoare ipotezei $H_1$) şi câteva din stările adiacente (corespunzătoare stării $H_0$), reprezentată în figura 1.

Pentru analiză au fost figurate şi câştigurile arcelor care leagă diferitele stări între ele după cum urmează:

- $H_D(z)$ - funcţia de transfer din starea ν ($H_1$) în starea finală (ACQ), respectiv "câştigul pentru verificarea detecţiei";
- $H_M(z)$ - funcţia de transfer din starea ν ($H_1$) în starea 1 (starea $H_0$ imediat următoare), respectiv "câştigul în cazul pierderii detecţiei";
- $H_{NFA}(z)$ - funcţia de transfer între două stări $H_0$ în cazul în care nu se produce alarmă falsă;
- $H_{FA}(z)$ - funcţia de transfer între starea $H_0$ şi starea de alarmă falsă;
- $H_p(z)$ - funcţia de transfer între starea de alarmă falsă şi starea $H_0$ respectiv "penalizarea" pentru producerea unei alarme false; dacă $H_p(z) = 0$, atunci starea finală devine stare de absorbţie; dacă nu, atunci este o stare intermediară (de tranziţie) caracterizată de un timp de penalizare $T_p$.

Acest model caracterizează toate tipurile de căutare serială posibile, prin alegerea convenabilă a câştigurilor definite mai sus. În continuare se poate defini $H_0(z)$ ca fiind câştigul total (funcţia de transfer) dintre două stări succesive de tip $H_0$ ("out of sync").

$$H_o(z) = H_{NFA}(z) + H_p(z)\, H_{FA}(z) \tag{1}$$

Aceasta caracterizeaă toate tranziţiile din diagrama circulară care nu implică starea ν ($H_1$).

Presupunem că procesul este iniţiat în starea (ν-k), caracterizată de probabilitatea $\pi_{\nu-k}$; rămâne de parcurs deci k stări $H_0$ până când se ajunge în starea ν. De aici se poate trece în starea de achiziţie dacă detecţia se face corect, sau, în caz că se produce o pierdere a detecţiei, mai trebuiesc parcurse încă (ν-k-1) celule $H_0$ pentru a ajunge din nou în starea (ν-k). Pentru această strategie graful de fluenţă se poate reprezenta ca în figura 2.

Funcţia generatoare a stării de achiziţie se poate calcula imediat:

$$P_{ACQ}(z) = \frac{H_p(z)}{1 - H_M(z)\, H_0^{\nu-1}(z)} \sum_{i=1}^{\nu} \pi_i\, H_0^{(\nu-i)}(z) \tag{2}$$

În cazul distribuţiei uniforme în care toate celulele sunt echiprobabile având $\pi_i = 1/\nu$.

$$P_{ACQ}(z) = \frac{1}{\nu} \cdot \frac{H_p(z)}{1 - H_M(z)\, H_o^{\nu-1}(z)} \cdot \frac{1 - H_o^{\nu}(z)}{1 - H_o(z)} \tag{3}$$

Cu ajutorul acestei funcţii se poate calcula media timpului de achiziţie cu ajutorul relaţiei:

$$\overline{T_{ACQ}} = E\{T_{ACQ}\} \stackrel{\Delta}{=} \sum_{n=0}^{\infty} n\, p_{ACQ}(n) = \frac{d}{dz} P_{ACQ}(z)\Big|_{z=1} \tag{4}$$

şi dispersia acestuia:

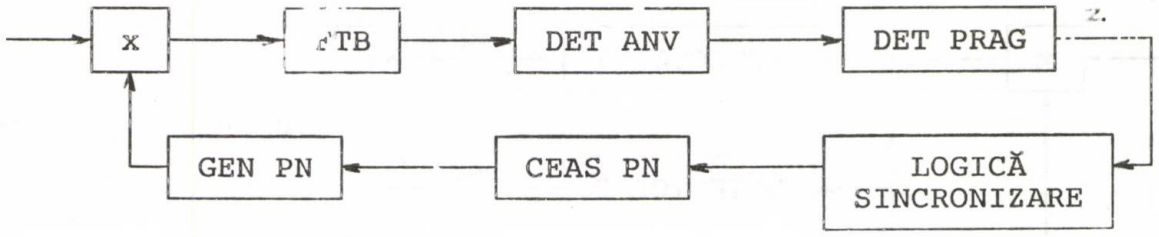



Figura 3 - Schema bloc a sistemului "single-dwell"

$$\sigma^2_{ACQ} = \left[ \frac{d^2 P_{ACQ}(z)}{dz^2} + \frac{d P_{ACQ}(z)}{dz} - \left( \frac{d P_{ACQ}(z)}{dz} \right)^2 \right]_{z=1} \quad (5)$$

sau relația echivalentă care se obține ținând cont că $P_{ACQ}(1) = 1$

$$\sigma^2_{ACQ} = \left[ \frac{d^2 \ln P_{ACQ}(z)}{dz^2} + \frac{d \ln P_{ACQ}(z)}{dz} \right]_{z=1} \quad (6)$$

## III. Studiul sistemului "single dwell" cu ajutorul diagramei circulare

Cea mai simplă modalitate de implementare a sistemelor de achiziție serială în pași discreți este sistemul cu un singur interval de integrare (4) ("single dwell") reprezentat în figura 3.

Natura de lanț Markov a procesului de achiziție provine din modul în care este prelucrată ieșirea integratorului; mai exact există două situații:

- 1) ieșirea integratorului depășește pragul detectorului ($Z_i > P$) - se declară că achiziția s-a realizat și se trece la etapa de verificare, care este caracterizată de un timp de integrare extins $K_{\tau d}$ , K>>1. Dacă rezultatul verificării este pozitiv (celula detectată este chiar cea corectă) se trece în modul urmărire (tracking). Dacă nu, se reintră în modul de achiziție; în acest caz timpul $K_{\tau d}$ se poate privi ca "timp de penalizare pentru alarmă falsă";
- 2) dacă ieșirea integratorului nu depășește pragul ($Z_i < P$), generatorul de cod al receptorului este incrementat și procesul se reia.

Pentru fiecare celulă sunt posibile două evenimente: **alarmă falsă**, caracterizat de probabilitatea de alarmă falsă $P_{FA}$ și de timpul de penalizare $K_{\tau d}$ sau **detecție corectă**, caracterizată de probabilitatea ( 1 - $P_{FA}$ ) și de un timp egal cu timpul de integrare ($\tau_d$ ).

În plus, în cazul poziției de cod corecte se pot întâmpla următoarele evenimente: semnalul să fie detectat, cu probabilitatea $P_D$ sau semnalul să nu fie detectat, cu probabilitatea ( 1 - $P_D$ ). De aici structura de lanț Markov discret.

În absența unei informații apriori asupra fazei codului, zona de incertitudine se poate întinde pe toată lărgimea unei perioade de cod, care este în general mare în cazul codurilor pseudoaleatoare lungi. Pentru a se obține un compromis rezonabil între timpul necesar parcurgerii întregii zone de incertitudine și acuratețea cu care se face detecția, mărimea cu care se incrementează codul trebuie aleasă cât mai judicios. În practică se cere ca, după ce etapa de achiziție a fost depășită, cele două coduri să fie aliniate într-un interval de $(-T_c/2 \ , \ T_c/2)$ înainte de a intra în faza de urmărire. De aceea codul local trebuie avansat/întârziat cu intervale de timp discrete egale cu $T_c/2$. Dacă se presupune că penalizarea pentru alarmă falsă este de $K_{\tau d}$, strategia de căutare este cea serială continuă iar distribuția apriori este uniformă, rezultă imediat funcțiile de transfer:

$$H_p(z) = z^{k\tau_d} \ ; \ H_M(z) = (1 - P_p) z^{\tau_d} \ ; \ H_D(z) = P_D z^{\tau_D} \ ;$$

$$H_{FA} = P_{FA} z^{\tau_d} ; \quad H_{NFA} = (1 - P_{FA}) z^{\tau_d} \quad (7)$$

de unde folosim relația (1) se obține:

$$H_o(z) = (1 - P_{FA}) z^{\tau_d} + P_{FA} z^{(k+1)\tau_d} \quad (8)$$

Conform relației (3) funcția generatoare a grafului este:

$$P_{ACQ}(z) = \frac{P_D z^{\tau_d}}{1 - (1 - P_D) z^{\tau_d} \left[ P_{FA} z^{k-1} + (1 - P_{FA}) z \right]^{q-1}} \cdot \frac{1}{q} \sum_{1-1}^{q} \left[ P_{FA} z^{(k-1)\tau_d} + (1 - P_{FA}) \right] \quad (9)$$

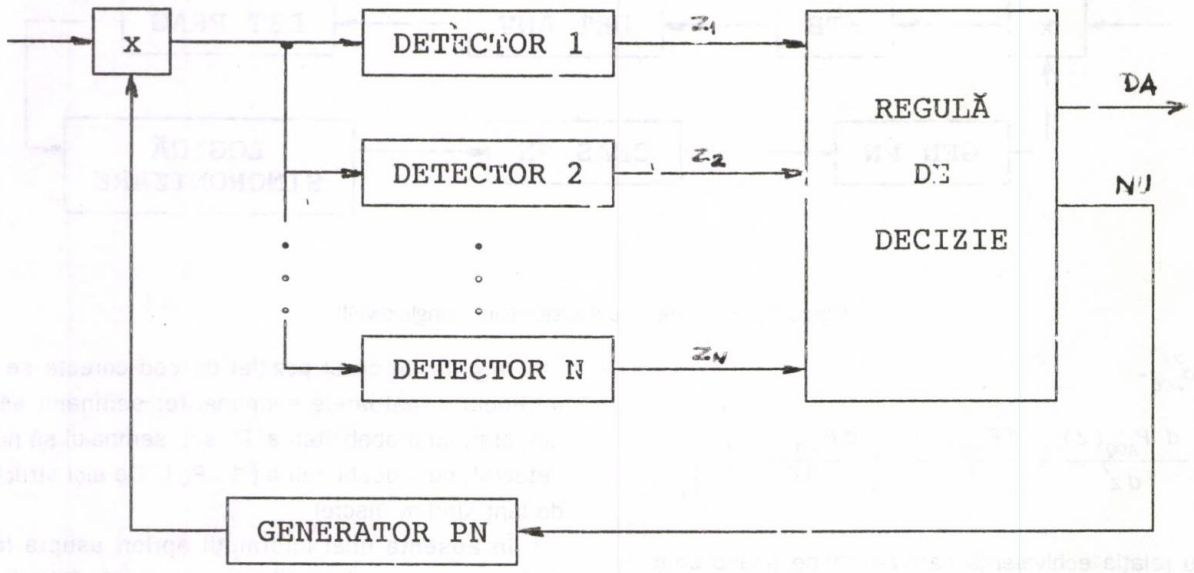



Figura 4 - Schema bloc a sistemului "multiple-dwell"

În cele de mai sus am presupus că toate celulele au aceeași $P_{FA}$, că există o singură celulă care verifică ipoteza $H_1$ și că numărul total de celule este $v = q$. Pentru sistemul descris mai sus media timpului de achiziție se calculează cu ajutorul relației (4):

$$\overline{T_{ACQ}} = \frac{1}{P_D}\frac{\left[2 + (1 + kP_{FA})\ (2 - P_D)\ (q - 1)\right]}{2}\tau_d \approx$$

$$\approx \frac{(2 - P_D)\ (1 + k\,P_{FA})}{2\,P_D} q\,\tau_d \quad ;pentru\ q >> 1 \tag{10}$$

iar dispersia cu ajutorul relației (6):

$$\sigma^2_{ACQ} = (1 + kP_{FA})^2 q^2 \left(\frac{1}{12} + \frac{1}{P_D^2} - \frac{1}{P_D}\right)\tau_d^2 +$$

$$+ k^2 P_{FA}(1 - P_{FA})\frac{(2 - P_D)\,q - P_D}{2P_D}\tau_d^2 \approx$$

$$\approx \left[\frac{1}{12} + \frac{1}{P_D^2} - \frac{1}{P_D}\right](1 + kP_{FA})^2 \tau_d^2 q^2 \quad ; \quad q >> 1 \tag{11}$$

## IV. Studiul sistemelor "multiple dwell" cu ajutorul diagramei circulare

Sistemele cu mai multe intervale de integrare ("multiple - dwell") reprezintă o extensie a sistemelor cu un singur interval de integrare (3); schema bloc a unui sistem de acest tip este reprezentată în figura 4 unde fiecare detector este format dintr-un filtru trece bandă, un detector de anvelopă și un detector de prag, ca și la sistemul "single dwell".

O asemenea structură presupune mai multe niveluri de testare înainte de verificarea finală, fiecare testare determinând eliminarea imediată a celulei incorecte. Detectoarele sunt identice cu cel din figura 3, fiecare dintre ele fiind caracterizat de un set de parametrii ($\tau_d$, $P_{Di}$, $P_{FAi}$). Presupunem că detectoarele sunt ordonate astfel încât:

$$\tau_{d1} < \tau_{d2} \ldots < \tau_{dn}$$

Circuitul de decizie funcționează după următoarea regulă:

- 1) - dacă toate detectoarele (testate succesiv) indică faptul că celula testată este cea corectă atunci se declară că achiziția s-a realizat și procesul de căutare încetează;
- 2) - dacă oricare dintre detectoare indică o eroare (respectiv semnalul de la ieșirea detectorului este mai mic decât pragul) atunci procesul de achiziție trebuie continuat; faza generatorului PN local $\tau$ este incrementată cu o valoare prestabilită și procesul se reia.

Imediat ce unul din detectoare a indicat o lipsă de aliniament, căutarea poate continua fără a aștepta decizia celorlalte detectoare. Este de remarcat faptul că timpul maxim de căutare este $\tau_{dN}$ iar cel minim de căutare este $\tau_{d1}$. Majoritatea celulelor vor fi eliminate după un timp $\tau_{dk}$ unde k<<N.

Ieşirile acestor detectoare, notate cu ($z_1$, $z_2$, . . . , $z_N$) reprezintă un set de v.a. complet dependente una de alta, în sensul că probabilitatea ca $z_i$ să depăşească pragul $P_i$ în intervalul $\tau_{di}$ depinde de probabilitatea ca variabilele $z_k$ să depăşească pragul $P_k$ în intervalele $\tau_{dk}$ pentru toţi k=1,2, . . . , i-1. Aceste probabilităţi pot fi $P_D$ sau $P_{FA}$ după cum celula respectivă aparţine $H_1$ sau $H_o$.

Definim $P_{di1;\,i-1}$ şi $P_{fi\,;\,i-1}$ ca fiind probabilităţile parţiale de detecţie sau de alarmă falsă, condiţionate de cele i - 1 integrări precedente [3]. Atunci, probabilităţile globale de detecţie, respectiv de alarmă falsă, sunt date de:

$$P_D = \prod_{i=1}^{N} P_{di|i-1} = Pr\left\{ Z_1 < \eta_1 \ldots Z_N < \eta_N \right\}$$

$$P_{FA} = \prod_{i=1}^{N} P_{fi|i-1} = Pr\left\{ Z_1 < \eta_1 \ldots Z_N < \eta_N \right\} \tag{12}$$

Pentru a trece de la sistemul unidimensional la cel N dimensional, argumentul z din funcţia generatoare trebuie înlocuit cu vectorul z=($z_1$ . . . $z_N$). Generalizând expresiile din relaţia (7) rezultă:

$$H_p(z) = z_N^k;$$

$$H_D(z) = \prod_{i=1}^{N} P_{d|i-1} z_i = P_D \prod_{i=1)}^{N} Z_i$$

$$H_M(z) = \sum_{j=2}^{N} \left( \prod_{i=1}^{j-1} P_{di|i-1} z_i \right) ( 1 - P_{dj|j-1} ) + ( 1 - P_{d1|0} ) z_1$$

$$H_{FA}(z) = \prod_{i=1}^{N} P_{fi|i-1} z_i = P_{FA} \prod_{i=1)}^{N} z_i$$

$$H_{NFA}(z) = \sum_{j=1}^{N} \left( \prod_{i=1}^{j-1} P_{fi|i-1} z_i \right) ( 1 - P_{fj|j-1} ) + ( 1_{P_{f1|0}} z_1 ) \tag{13}$$

unde $P_{d1}$ ; o = $P_d$ = 1.

**NOTĂ :** dacă toate intervalele de integrare $\tau_1$, ($\tau_i$ - $\tau_{i-1}$) i = 2 . . . N au ca divizor comun un $\tau_o$ toate variabilele $z_i$ se pot exprima ca puteri ale lui $z^{m\,\tau_o}$ ceea ce face ca funcţia să devină multidimensională.

Folosind relaţiile (1) şi (3) se obţine:

$$H_0(z) = \sum_{j=1}^{N} \left( \prod_{i=1}^{j-1} P_{fi|i-1} z_i \right) ( 1 - P_{fj|j-1} ) + ( 1 - P_{f1|0} ) z_1$$

$$P_{ACQ}(z) = \frac{P_D \prod_{i=1}^{N} z_i}{1 - \left[ \sum_{j=1}^{N} \left( \prod_{i=1}^{j-1} P_{di|i-1} z_i \right) (1 - P_{dj|j-1}) z_j \right] H_o^{q-1}(z)} \tag{14}$$

Analog cu calculul efectuat în cazul "single dwell" se poate calcula timpul mediu de achiziţie prin diferenţierea funcţiei $P_{ACQ}$ în z=1. Considerând q>>1 şi neglijând termenii nesemnificativi aflaţi în afara sumei rezultă:

$$\overline{T_{ACQ}} \approx \frac{(2 - P_D)}{2 P_D} q \sum_{j=1}^{N} \cdot$$

$$\cdot \left[ \left( \prod_{i=1}^{j-1} P_{fi|i-1} \right) (\tau_{d,j} - \tau_{d,j-1}) + K_N P_{FA} \delta_{jN} (\tau_{d,N} - \tau_{d,N-1}) \right] \tag{15}$$

unde $\delta_{i,j}$ este simbolul lui Kroneker.

**OBSERVAŢII:**

1) Pentru N=1 şi $K_1$ = K se regăseşte formula dedusă pentru cazul "single dwell" (10);

2) Dacă se consideră aceeaşi penalizare pentru alarmă falsă pentru toate intervalele de integrare $K_{\tau d}$ = $K_N$ ( $\tau_{d,i}$ - $\tau_{d,i-1}$ ) i = 1. . . N sistemul de achiziţie "N-dwell" obţine un timp de achiziţie mediu mai scăzut decât "single dwell", deoarece:

$$\sum_{j=1}^{N} \left( \prod_{i=1}^{j-1} P_{fi|i-1} \right) ( \tau_{d,j} - \tau_{d,j-1} ) < \tau_d \tag{16}$$

Abilitatea de a proiecta un sistem N-dwell constă în capacitatea de a stabili relaţiile dintre probabilităţile de alarmă falsă condiţionate şi dintre timpii de integrare $\tau_{d,i}$ , i = 1. . . N pentru ca relaţia de mai sus să fie satisfăcută.

Folosind funcţia generatoare (14) se poate obţine şi dispersia timpului de achiziţie cu ajutorul relaţiei:

$$\sigma^2_{ACQ} = \left( \sum_{i=1}^{N} \sum_{j=1}^{N} \frac{\partial^2 P_{ACQ}(z)}{\partial z_i \partial z_j} \right)_{z=1} + \overline{T_{ACQ}} ( 1 - \overline{T_{ACQ}} ) \tag{17}$$

Considerând ca şi mai sus q >>1 , ţinând cont de $\overline{T_{ACQ}}$ şi efectuând calculele rezultă:

$$\sigma^2_{ACQ} = q^2 \cdot$$

$$\left\{ \sum_{j=1}^{N} \cdot \left[ \left( \prod_{i=1}^{j-1} P_{fi|i-1} \right) (\tau_{d,j} - \tau_{d,j-1}) + K_N P_{FA} \delta_{jN} (\tau_{d,N} - \tau_{d,N-1}) \right] \right\}^2 \cdot$$

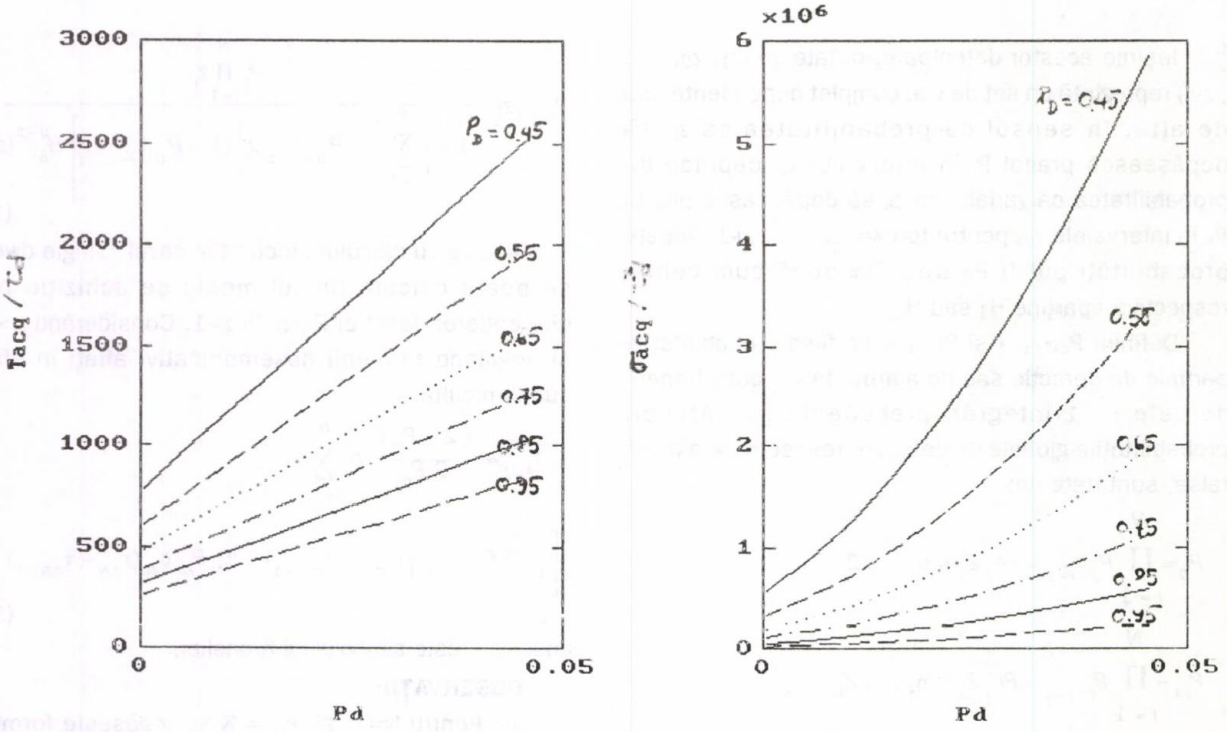



Figura 5 - Dependența $T_{ACQ}$ (a) și $\sigma_{ACQ}$ (b) de $P_D$ , cu $P_{FA}$ ca parametru pentru sistemul "single-dwell"

$$\cdot\left(\frac{1}{12}+\frac{1}{P_p}-\frac{1}{P_D^2}\right) \qquad (18)$$

## V. Comparație între metodele de achiziție prezentate din punct de vedere al performanțelor

În continuare vor fi prezentate performanțele obținute din punct de vedere al mediei și dispersiei timpului de achiziție (care reprezintă parametrul de bază cu ajutorul căruia sunt caracterizate și comparate între ele diferitele sisteme de achiziție). Rezultatele prezentate mai jos s-au obținut prin simulare cu ajutorul calculatorului, pe baza relațiilor deduse în capitolele precedente.

Se va studia, pentru început, dependența timpului de achiziție mediu și a dispersiei acestuia în funcție de diferiți parametrii pentru sistemul "single dwell" date de relațiile (10) și (11). Astfel, în figura 5 este reprezentat timpul de achiziție (fig. 5a), respectiv dispersia acestuia (fig. 5b) în funcție de probabilitatea de detecție $P_{FA}$, având ca parametru probabilitatea de detecție $P_D$ pentru un sistem "single dwell" cu căutare continuă; lărgimea regiunii de incertitudine a fost considerată q = 512 celule, penalizarea pentru o alarmă falsă este de $K\tau_d$ cu K = 50 iar toate celulele sunt considerate ca fiind echiprobabile (cazul distribuției uniforme). Se observă că timpul mediu de achiziție este cuprins între 1000 și 2500 de intervale de dwell pentru $0 \le P_D \le 0{,}9$ și $0 \le P_{FA} \le 0{,}05$ ; aceasta scade cu creșterea lui $P_D$ ($P_{FA}$ constant) respectiv cu scăderea lui $P_{FA}$ ($P_D$ constant); dispersia timpului de achiziție este cuprinsă între 0 și $9\text{x}10^6\ \tau_d^2$, și are o comportare asemănătoare cu cea a mediei.

Dacă lărgimea ferestrei de intergare se înjumătățește, performanțele sistemului de achiziție cresc în mod corespunzător ($T_{ACQ}$ se înjumătățește iar $\sigma_{ACQ}$ scade de 4 ori); această îmbunătățire este însă plătită prin creșterea posibilității de alarmă falsă. De asemenea, dacă penalizarea pentru o alarmă falsă crește, performanțele sistemului se înrăutățesc, această înrăutățire fiind cu atât mai mare cu cât probabilitatea de alarmă falsă este mai mare.

Performanțele sistemului pot fi îmbunătățite dacă se folosește procedeul cu mai multe intervale de integrare ( "multiple dwell" ). În cele ce urmează se va studia dependența $\overline{T_{ACQ}}$ în funcție de $P_D$ în cazul sistemelor 2-dwell și 3-dwell (particularizând relația (15) pentru N = 2,3 ; deoarece dispersia are o comportare asemănătoare cu cea a mediei, reprezentarea acesteia s-a considerat a fi irelevantă). Pentru primul nivel de integrare parametrii $P_D$ și $P_{FA}$ iau aceleași valori ca și în cazul precedent. Pentru nivelele superioare s-a considerat:

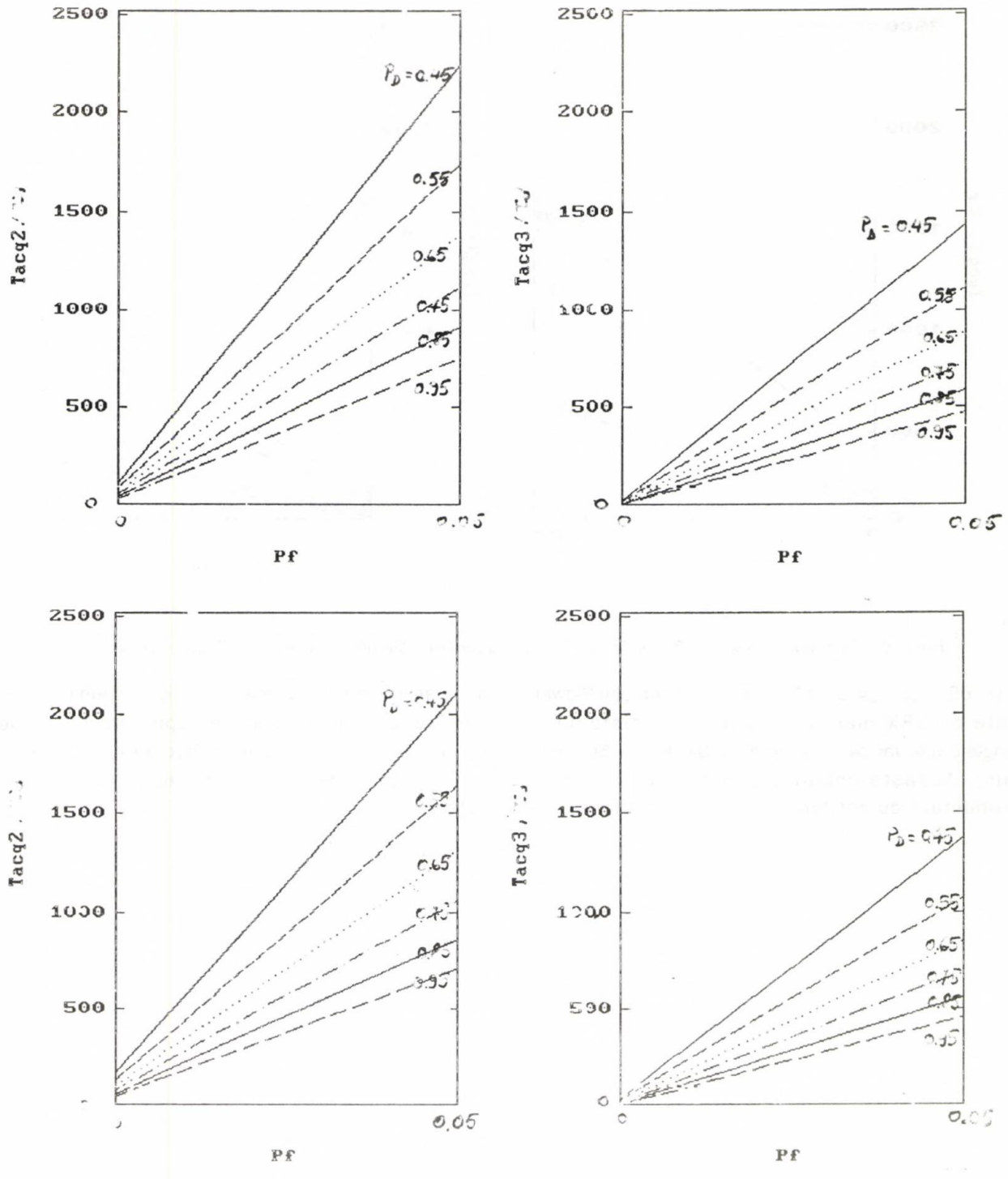



Figura 6 - Dependența $\overline{T_{ACQ}}$ de $P_D$, cu $P_{FA}$ ca parametru pentru sistemele "2-dwell" și "3-dwell" cu N=8 (a), N=5 (b)

$P_{f2|1} = 40\,P_F$, $P_{d2|1} = 0{,}75$ *și* $\tau_{d1} = \tau_d / N$.

pentru sistemul 2 - dwell, respectiv:

$P_{f2|1} = 20\,P_F$, $P_{f3|2} = 40\,P_F$, $P_{d2|1} = P_{d3|2} = 0{,}75$

și:

$\tau_{d2} = \tau_d / N^2$, $\tau_{d1} = \tau_d / N$

pentru sistemul 3-dwell. În figurile 6a, b și c sunt prezentate rezultatele obținute pentru N = 8 (6a), 5 (6b) și 2 (6c).

Se observă că timpul mediu de achiziție al sistemului 2-dwell este întotdeauna mai mic decât al sistemului 3-dwell (de exemplu în figura 6a, când $\tau_{d1}$

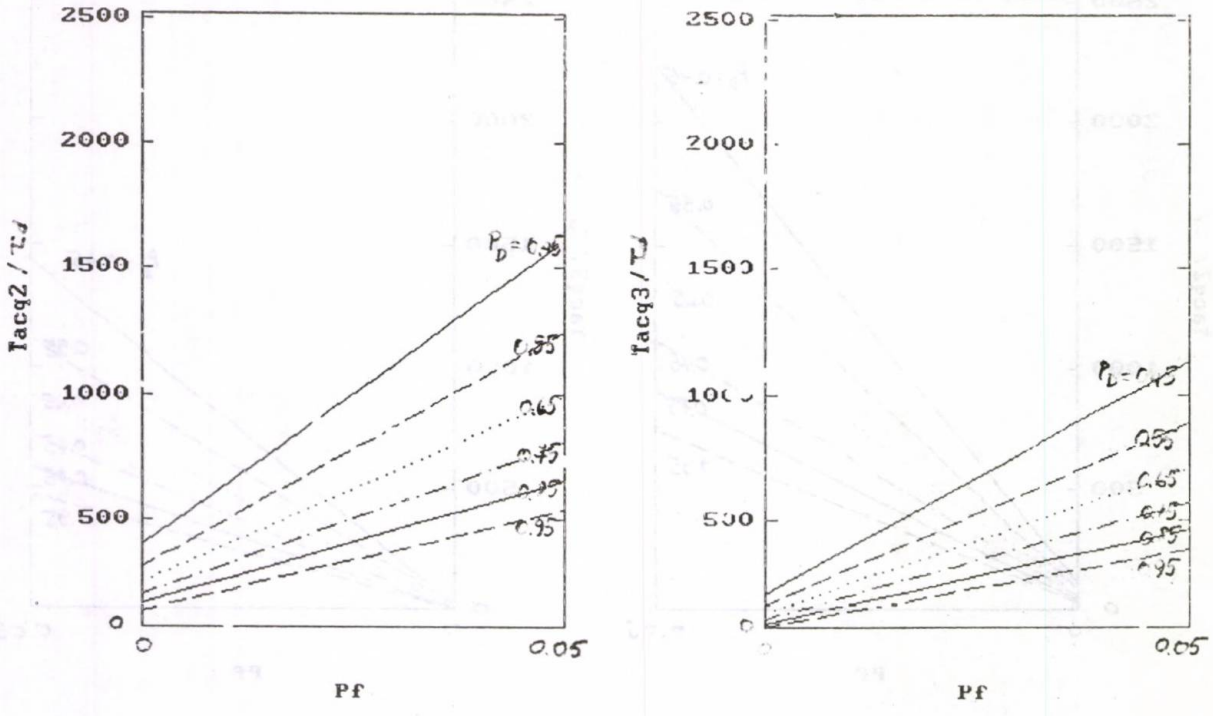



Figura 6 - Dependența $\overline{T_{ACQ}}$ de $P_D$, cu $P_{FA}$ ca parametru pentru sistemele "2-dwell" și "3-dwell" cu N=2 (c)

$= 0 . 66\tau_d$ și $\tau_{d2} = 0 . 44\tau_d$, $\overline{T_{ACQ}}$ al sistemului 2-dwell este cu 28% mai mic decât cel al sistemului single-dwell, iar cel al sistemului 3-dwell cu 50% mai mic). Această îmbunătățire este cu atât mai pronunțată cu cât lungimea primului interval de integrare crește, lucru de altfel explicabil prin faptul că numărul de celule eliminate după primul nivel de integrare crește. Prețul plătit pentru această îmbunătățire este, evident, creșterea complexității schemei.

## BIBLIOGRAFIE

[1.] A. Papoulis - "Probability, Random Variables and Stochastic Signals", III'rd edition, McGraw-Hill, New-York, 1991.

[2.] A. Polydoros, M.K. Simon - "Generalized serial search acquisition - The equivalent circular state diagram approach" - IEEE Trans. Comm. COM 32, Dec. 1984.

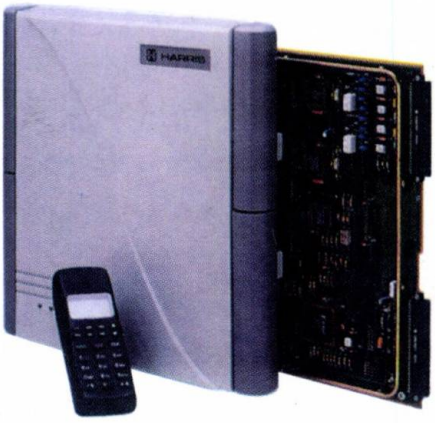
[3.] D.M. DiCarlo, C.L. Webber - "Multiple dwell serial search: Performance and application to direct sequence code acquisition", IEEE Trans. Comm. COM 31, May 1983.

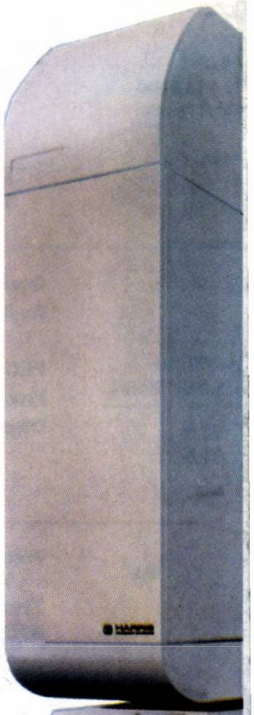
[4.] J.K. Holmes, C.C. Chen - "Acquisition time performance of PN spread spectrum systems", IEEE Trans. Comm. COM 25, Aug. 1977.

[5.] J.G. Proakis - "Digital Communications", II'nd edition, McGraw Hill, New-York, 1989.

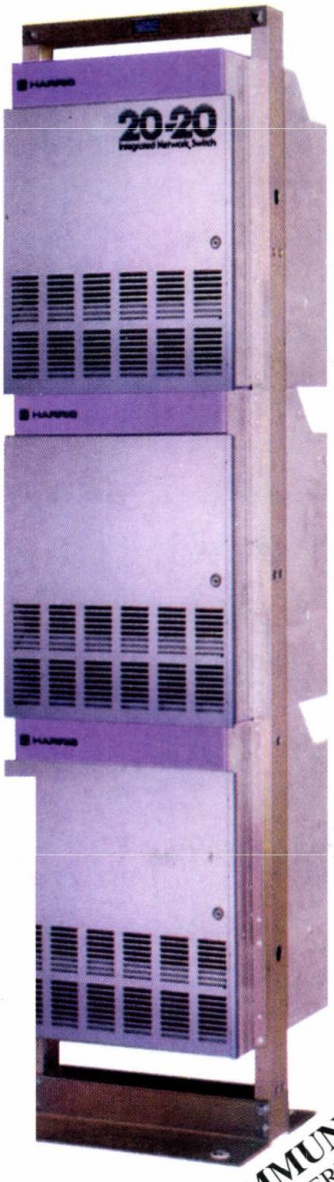
[6.] G. Cooper, C. McGillem - "Modern Communications and Spread Spectrum", McGraw Hill, New-York, 1986.

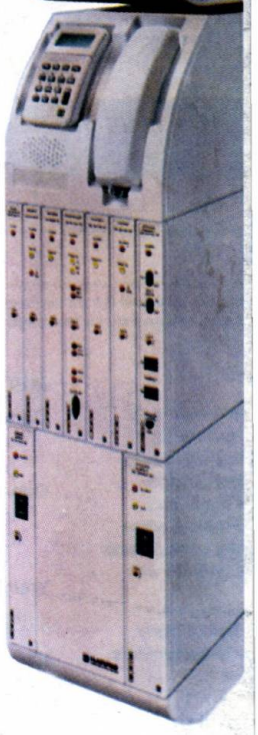
# HARRIS





**Superior Communications Tools for the 21st Century**



- *** PABX VOCE/DATE**
- *** CENTRALE CU APEL DIRECT (fără centralistă)**
- *** RELEE MICROUNDE 2 - 38 GHz**
- *** SISTEME de RADIODIFUZIUNE și TV**
- *** REȚELE COMPLEXE de COMUNICAȚII**

**ISO 9001 Registered**

**INTERACTIVE COMMUNICATIONS T&I S.A.**
INTEGRATOR DE SISTEME ȘI SERVICII ÎN TELECOMUNICAȚII
INDUSTRIAL, BANCAR, HOTELIER, MILITAR
Distribuitor: **HARRIS**, ADC, COMMSCOPE, BEST
Sediul Comercial, tel/fax: 312 4356; 312 1139; 637 6468
Sediul Tehnic, tel/fax: 633 2758; 212 0762; 222 8251
București, România

# TELECOMUNICAȚII

E 6748

● RADIOCOMUNICAȚII ● TELEFONIE ● TELEGRAFIE ● TRANSMISIUNI DE DATE

● TELEVIZIUNE ● ELECTROACUSTICĂ ● POȘTĂ

ANUL XXIII

**Nr. 4/1996**

București ● România

# Telecomunicații

**Apare trimestrial sub îngrijirea:**

*Centrului Național de Studii și Cercetări pentru Comunicații*

*Universității Politehnica București*

*ROMTELECOM Centrul de Instruire și Documentare*

*ISSN 1223 - 6527*

**CONSILIUL DIRECTOR:**

ing. Virgil POPESCU,
ing. Silviu AGAPI,
prof. dr. ing. Adelaida MATEESCU,
dr. ing. Ion STĂNCIULESCU,
ing. Dumitru ANGHELESCU,
dr. ing. Lucian CONSTANTINESCU,
prof. dr. ing. Ioan CONSTANTIN,
prof. dr. ing. Marin DRĂGULINESCU,
ec. Nicolae MĂZGĂREANU,
ing. Constantin ȘERBĂNESCU,
prof.dr.ing. Alexandru Ștefan D. PREDA,
ing. Adrian MORARU.

Redactor șef: Aneta SABĂU
Redactor științific: Alexandru Ștefan D. PREDA

Tehnoredactare computerizată: Lucian Nicușor RUSU

Editare texte: Emiliea STOICULESCU

**NUMĂRUL 4 / 1996**

## CUPRINS

1. ***Roxana Mariana A. Zoican, Norocel Munteanu***
Proiectarea și analiza protocolului de nivel MAC utilizat în transmiterea pachetelor de date **3**

2. ***Sorin M. Zoican***
Erori numerice în implementarea filtrelor adaptative **9**

3. ***Simona Halunga, Octavian Fratu***
Influența efectului Doppler asupra performanțelor sistemului de achiziție cu timp de integrare fixat **14**

4. ***Lucian Ioan, Tudor Tarabasanu - Mihăilă***
Sumarea semnalelor modulate Delta **20**

5. ***George Gr. Rulea***
Triportul, divizor de putere, bisens **29**

6. ***Ion T. Sima, Teodor Petrescu, Ștefan V. Nicolaescu***
Metodă de proiectare a circuitelor de adaptare de microunde, cu elemente mixte **35**

7. ***Dănuț I. Marcu***
Note of the Traffic Distribution Matrices **44**

8. ***Valentin Drogoreanu, Dragoș Vizireanu, Șerban Rareș***
New Computational Method for the Double Mode - E. C. A. M. **45**

**REVISTA TELECOMUNICAȚII**
**ÎN ATENȚIA AUTORILOR !**

*Textul unui articol, împreună cu figurile, figurile-foto și tabelele ce-l însoțesc, va cuprinde maxim 15 pagini A4 dactilografiate la două rânduri, pe hârtie albă, pe o singură față a filei.*

*Formulele se vor scrie clar, la mașină sau cu șablon cu tuș negru, conform STAS 1508-81 și Dicționarului limbii române.*

*Figurile și tabelele se vor executa la imprimantă laser (Laser Printer), pe calc, cu dimensiunile maxime: lățime 17cm și înălțime 23cm. Figurile foto vor fi clare, cu efecte de contrast pronunțate, ilustrând ideile din text.*

*Figurile, figurile-foto și tabelele prezentate separat de text, vor fi numerotate în ordinea prezentării în text și vor fi însoțite de borderourile corespunzătoare, dactilografiate pe pagini separate, care vor cuprinde numărul figurii (figurii-foto sau tabelului), titlurile și legendele.*

*Figurile, figurile-foto și tabelele vor fi indicate în text, în mijlocul unui rând nescris, cât mai aproape de textul corelat.*

*Fiecare articol va fi însoțit de cuvinte cheie și un rezumat în limbile română, engleză și franceză, care va cuprinde maxim șase rânduri dactilografiate.*

*Articolul va conține bibliografia folosită, dactilografiată pe o pagină separată de text conținând numele autorului, titlul articolului, titlul cărții sau revistei cu paginile corespunzătoare, editura, orașul și anul apariției. Când lucrarea citată a fost tradusă în limba română, titlul se scrie în traducere, dar cu mențiunea că lucrarea a fost tradusă, și din ce limbă.*

*Predarea la redacție a articolului se face în două exemplare.*

*Răspunderea corectitudinii pentru redactarea finală revine autorului.*

*Conform regulilor editoriale, articolele publicate în revistă nu se mai înapoiază autorului.*

*Articolele, întocmite potrivit regulilor de mai sus, se transmit d-lui prof. Alexandru Ștefan D. Preda, Facultatea Electronică și Telecomunicații, Bd. Armata Poporului nr.1, telefon: 410 54 00, int. 307, 442 sau 145.*

*Colegiul de redacție*

## SOMMAIRE

**1. Roxana-Mariana Zoican, Norocel Muntranu**

*Projet et analyse du protocole de niveau mac utilise pour la transmission des paquets de données*

Le travail présente le mode d'utilisation du protocole MAC dans le cas de la coexistence d'un réseau radio mobile et d'un réseau fixe, térestre, avec des points d'accés stabiles. Chacun de ces points d'accés représente une station radio térestre qui couvre un certain espace, assurant la communication des paquets de données avec les utilisateurs mobiles, par un canal radio commun.

**2. Sorin Zoican**

*Erreurs numeriques dans les filtres adaptifs*

Le travail presente une methode d'analyse des erreurs numeriques dans les filtres adaptifs FIR avec l'algorithme d'adaptation LMS.

La methode est utilise pour le calcul des longuers des registres dans la structure numerique de traitement des signaux.

Aussi, on calcule le meilleur pas d'adaptation pour eviter le blocage du process d'adaptation a cause de la cuantification des coeficients du filtre.

**3. Simona Halunga, Octavian Fratu**

*Influence de l'effect de Doppler sur les performances du Système d'acquisition avec un temps d'integration fixé (single dwell)*

Dans cet article sont presentés l'influence de la vitesse et de l'accélération de Doppler sur la moyene et la variance du temps d'acquisition sur le système d'acquisition avec un temps d'integration fixé. Les résultats obtenus sont verifiés par des méthodes numériques, en établissant ainsi leur domain de valabilité.

**4. Lucian Ioan, Tudor Tarabasanu-Mihăilă**

La presentation des techniques d'implementation des equipments pour l'additioner les signaux modulès delta fait le sujet de cet article.

**5. George Rulea**

On determine les parametres du circuit, dans conditioons qui assure les facteurs de division et la puissance soit de valeur maximum.

**6. Ion T. Sima, Teodor Petrescu, Ștefan V. Nicolaescu**

*Une methode pour le calcule des circuits d'adaptation de microondes avec d'elements mixtes*

Dans cet article est presentee une methode de calcul des circuits d'adaptation sans pertes, en utilisant elements concentres et distribues.

Ceci corrobore la technique de la frequence reele simplifiee de large bande avec une application adequate de la technique algebrique de decomposition et de remplacement des circuites.

**7. Dănuț I. Marcu**

*Note sur les matrices de la distribution du trafic*

Dans ce travail est présenté un modèle mathématique pour la détermination des matrices de la distribution du trafic.

**8. Valentin Drogoreanu, Dragoș Vizireanu, Șerban Rareș**

## CONTENTS

**1. Roxana-Mariana Zoican, Norocel Muntranu**

*The Design and the Analysis of the Mac Layer Protocol Used in Data Packet Transmission*

The structure of a packet radio network that must operate in an environment characterized by the presence of mobile stations and a ground network with fixed access points, is defined. Each of these points consists of a ground station with a certain coverage area, which must exchange data in packet from, with the mobiles, over a common radio channel.

**2. Sorin Zoican**

*Numerical Errors in Adaptive FIR.*

The paper presents a analysis method for numerical errors in adaptive FIR filters that uses a LMS adaptation algorithm. This method to compute the lenght of the registres in a digital signal pricessing structure. In addition the paper gives a formula for the optimum adaptation step that avoid the adaptation process blocking determined by the filter coefficients numerical representation.

**3. Simona Halunga, Octavian Fratu**

*The Single - Dwell Acquisition Time Performances in the Presence of The Code Doppler and Doppler Rate*

This paper presents the influence of the Code Doppler and it's derivative on the acquisition time of a single dwell acquisition system. The theoretical expressions obtained are numerically verified, establishing their validity domains.

**4. Lucian Ioan, Tudor Tarabasanu-Mihăilă**

This article presents the techniques to implementing the equipments for the addition of the delta modulate signals.

**5. George Rulea**

The circuits parameters are determinated in the condition to obtient the division factors and the delivered power to be at maximum value.

**6. Ion T. Sima, Teodor Petrescu, Ștefan V. Nicolaescu**

In this paper, a new method to design microwave matching networks using mixed elements is related. This method corroborate the real frequency technique with an appropiate application of the algebric decomposition technique and equivalence of networks. The proposed design method incorporates the outstanding merits of modern broadbanding techniques of a single variable, that this during the design algorithm there is no need to choose a cricuit topology with mixed elements, nor to invent a realisable transfer function in two variables for the system performance.

**7. Dănuț I. Marcu**

*Note of the Traffic Distribution Matrices*

The aim of this paper is to present a very simple mathematical model for finding traffic distribution matrices.

**8. Valentin Drogoreanu, Dragoș Vizireanu, Șerban Rareș**

*New Computational Method for the Double Mode E.C.A.M.*

# Proiectarea și analiza protocolului de nivel MAC ("Medium Acces Control") utilizat în transmiterea pachetelor de date

*as.dr.ing. Roxana-Mariana Zoican, as.ing. Norocel Munteanu* *

*Cuvinte cheie: puncte de acces, identitate locală, canale de acces, actulizare a datelor, coliziune.*

*Lucrarea prezintă modul de utilizare a protocolului MAC, în cazul coexistenței unei rețele radio mobile și a unei rețele fixe, terestre, cu puncte de acces stabile. Fiecare dintre aceste puncte de acces reprezintă o stație radio terestră, care acoperă o anumită arie, asigurând comunicațiile de pachete de date cu utilizatorii mobili, prin intermediul unui canal radio comun.*

## 1. Introducere

În acest studiu, se propune o structură pentru o rețea mobilă de pachete radio și protocolul de acces corespunzător, în condițiile existenței și a unei rețele terestre cu puncte de acces fixe; principala trăsătură a protocolului de acces constă în adaptarea rapidă la variațiile de trafic, datorate varierii densității vehiculelor și ratei de generare a pachetelor.

Strategia de alocare a canalului comun se bazează pe protocolul de acces ISA - "Independent Stations Algorithms". Acest protocol prevede asigurarea dreptului de acces la canalul comun, în mod individual; ca urmare, stațiilor mobile din cadrul unei celule li se vor aloca identificatori locali.

Asigurarea dinamică a identificatorilor poate fi considerată ca o asigurare a "unui număr de canal virtual". Se propune alocarea unui canal dedicat, de exemplu canalul cu numărul 0, pentru stațiile mobile care intră în sistem și care așteaptă asignarea propriului lor număr de canal radio. Astfel, numărul de identificare 0 este comun, în mod temporar, tuturor utilizatorilor cărora nu li s-a asignat încă identitatea locală; ca urmare, pot apare conflicte între stațiile mobile care utilizează acest identificator comun, chiar dacă accesul la canalul 0 este validat în mod individual.

Pentru a reduce aceste conflicte, se utilizează o strategie de control **ALOHA**, bazată pe **difuzarea de tip Rivest pseudo-Bayesian** (regula de control adoptată este funcție de estimarea numărului de stații care așteaptă intrarea în sistem și care utilizează canalul virtual 0, număr care este actualizat în mod pseudo-Bayesian, prin intermediul canalului de feedback).

## 2. Algoritmul de acces AVC-R-ISA cu control Bayesianal transmisiunii

În continuare se va prezenta algoritmul de acces la canalul virtual, **AVC-R-ISA ("Acces Virtual Channel - Radionet - Independent Stations Algoritgms").**

Se consideră o rețea mobilă cu o structură celulară, ca în figura 1.

Stațiile mobile care au fost identificate în cadrul unei celule comunică conform protocolului ISA, pentru care drepturile de acces sunt stabilite de către stația de bază corespunzătoare.

În ceea ce privește problema asignării identităților localepentru stațiile mobile care intră în sistem, ca și pentru cele care traversează granițele unei celule (similar procesului de handoff), există două posibilități:

- a) utilizarea de canale fizice diferite pentru diversele tipuri de trafic (de exemplu, se

* Universitatea "Politehnica" București

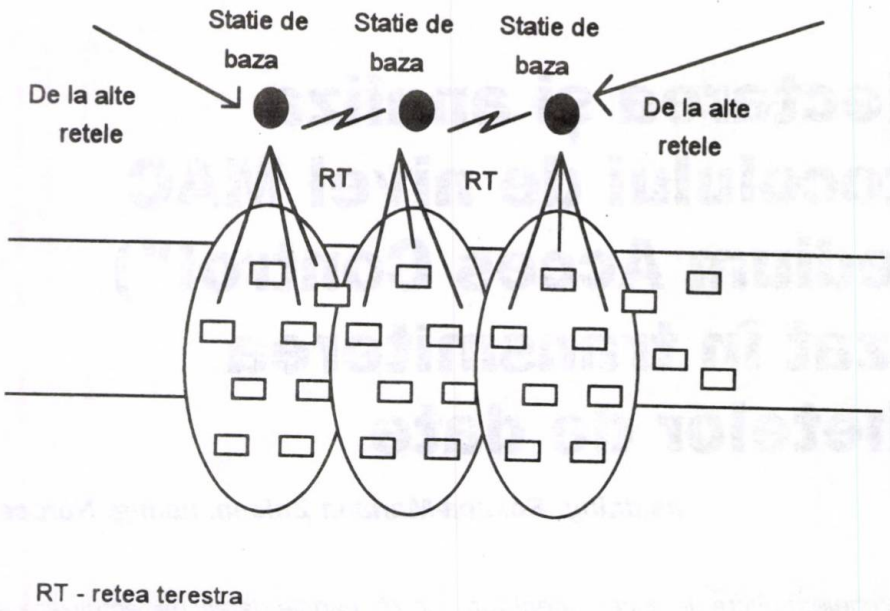



Figura 1 - Structura rețelei

asignează o frecvență pentru canalul ISA și o altă frecvență pentru stațiile mobile care intră în sistem, sau care sunt într-un proces de handoff; în acest ultim caz, se poate utiliza unul dintre protocoalele de multiacces - **ALOHA** sau **CSMA** - independent de **ISA;** în momentul în care unui mobil i se alocă o identificare locală de către stația de bază, este comutat automat pe frecvența ISA);

- b) în cadrul algoritmului ISA, este luat în considerare "canalul de acces", echivalent "canalului virtual de acces".

Soluția a) este mai simplă, dar necesită două frecvențe diferite în fiecare celulă; soluția b) este mai omogenă, dar necesită definirea unui protocol mai complex și o reglare de precizie a parametrilor.

În continuare, se va descrie soluția b), luându-se în considerare o singură celulă.

Fie 0,1,... $N^t \leq N$, utilizatorii protocolului de acces ISA, unde 0 este "canalul de acces comun", N este numărul maxim de stații permise într-o celulă, iar $N^t$ reprezintă numărul de stații active în cadrul celulei analizate, la momentul t (pentru simplitatea notațiilor, se presupune că stațiilor active li se alocă numere consecutive; în practică, chiar dacă această numerotare nu este întotdeauna posibilă, ea se poate obține prin renumerotarea stațiilor). De asemenea, se presupune că stațiile transmit pachete de lungime fixă, cu durata egală cu a unui interval temporat (timpul este discretizat, iar momentele de decizie (de eșantionare) coincid cu începuturile intervalelor temporale); stațiile de bază distribuie drepturile de acces (ca și propriile lor pachete de date) prin intermediul unui canal separat.

Algoritmul de control ISA se bazează pe cunoașterea probabilităților individuale, $Pi^t$, alocate fiecărei stații (sau "canal"), care transmite un singur pachet. Pentru toate canalele i#0, aceasta coincide cu probabilitatea $pi^t$, a sociată stației i, având de transmis un pachet, la momentul t (se presupune că stațiile au buffere unitare); pentru canalul 0, a cărui transmisie este controlată prin protocolul **ALOHA,** probabilitatea de transmisie este definită prin probabilitatea de succes $Psucc^t$, asociată canalului **ALOHA.**

CA urmare a definițiilor anterioare, nu se poate stabili o relație de tipul:

$$Po^t = Psucc^t.$$

În continuare, $Po^t$ va rămâne nespecificat și se va considera ca un "parametru de transmisie pe canalul 0".

Considerând $Pi^{t*}$ estimările probabilităților specificate anterior și ordonate în ordine descrescătoare ($Pj^{t*} \geq Pj+1^{t*}, j = 1,..., N^t$), se pot determina primii indici k(t), unde k(t) este dat de relațiile:

$$A_{k(t)-1} - B_{k(t)-1} \leq 0$$

$$A_{k(t)} - B_{k(t)} > 0 \qquad (1)$$

unde:

$$An = \sum_{i=1}^{n} Pc^{t*} \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{n} (1 - Pj^t) \qquad (2)$$

$$Bn = \prod_{j=1}^{n} (1 - Pj^t) \quad (3)$$

(cu condiția Ao = 0, Bo = 1 ).

O stație mobilă căreia îi este asignat canalul 0, având un pachet de date de transmis (fie un pachet nou, fie retransmitere ca urmare a unei coliziuni), va transmite cu probabilitatea $P_t = \min ( (1 / n^{t*}, 1) )$ ,în fiecare interval temporal t, în care canalul 0 este validat de protocolul ISA ($n^{t*}$ reprezintă estimarea numărului $n^t$ de stații mobile care utilizează canalul 0 în intervalul temporal t).

Utilizând aproximarea Rivest (care constă în presupunerea unei distribuții Poisson pentru $n^t$), rezultă:

$$Psucc^t = n^{t*} q^t e^{-n t* qt}$$

Pentru a se putea controla prioritatea canalului 0, se definește "parametrul său de transmisie" în modul următor:

$$Po^t = \begin{cases} 1 - ( 1 - Psucc^t ) (1 - \sigma o^t ), & N^t \# N \\ 0 , & \text{în rest} , \end{cases} \quad (4)$$

unde $0 \le \sigma o^t \le 1$ reprezintă o variabă de control care va fi definită în continuare.

În funcție de tipul canalelor radio (de transmisiune, fără informație, sau de coliziune), stațiile de bază trebuie să efectueze trei tipuri de actualizări de date:

- a. - actualizarea probabilităților $pi^t$, i#0 ;
- b. - actualizarea probabilității $Po^t$ ;
- c. - actualizarea numărului de stații mobile care așteaptă asignarea identității locale în cadrul celulei date, $n^{t*}$ .

Cunoscându-se relația (4) și faptul că $Psucc^t$ depinde de $n^{t*}$, rezultă că trebuie determinate procedurile de actualizare pentru :

- $pi^t \nabla$ i#0 ;
- $n^{t*}$;
- $\sigma o^t$ .

## 3. Procedura de actualizare a datelor

În ceea ce privește actualizarea parametrilor $pi^t$, $\nabla$ *i*#0 *și* $n^{t*}$ , se va considera mai întâi starea corespunzătoare situației în care nu există intrări externe în sistem (nici o stație mobilă nu intră în sistemul analizat); se vor nota parametrii actualizați cu $pi^{t+1\Lambda}$ și respectiv $n^{t+1\Lambda}$ .

De asemenea, se vor mai utiliza și următoarele notații:

- c(t) - o variabilă aleatoare reprezentând starea canalului radio (0 - pentru intervale de transmisie sau interval temporal lipsit de informație, 1 - pentru canalele de coliziune);

Se presupune că în cazul unei transmisiuni încheiate cu succes, stația emițătoare poate fi identificată.

Se pot distinge următoarele situații:

**A. c(t) = 0 (interval temporal de transmisie sau interval temporal lipsit de informație)**

Se pot defini următoarele relații:

$$pi^{t+1\Lambda} = 0, \text{ dacă } ui(t) = 1$$

$$pi^{t+1\Lambda} = pi^{t\Lambda}, \text{ dacă } ui(t) = 0 \quad (5)$$

În ceea ce privește canalul 0, există două cazuri:

**1.** uo(t) = 0 (canalul 0 nu este validat în ultimul interval temporal);

În acest caz, nici o informație nouă nu a fost obținută de la stațiile mobile care utilizează canalul 0.

Rezultă:

$$n^{t+1*} = n^{t*} \quad (6)$$

**2.** uo(t) = 1;

În acest caz rezultă:

$$n^{t+1*} = \max (n^t - 1,0 ) \quad (7)$$

**B.** c(t) = 1 (coliziune)

**1.** uo(t) = 1, ui(t) = 0, ∀ (coliziune datorită numai canalului 0).

Deoarece nu au fost validați decât utilizatorii care au alocat canalul 0, rezultă:

$$pi^{t+1\Lambda} = pi^{t\Lambda} pi^{t\Lambda}, \forall i\#0 \quad (8)$$

În ceea ce privește estimarea numărului de stații cărora li s-a alocat canalul 0, rezultă:

$$n^{t+1} = n^{t*} + \left[ n^{t*} q^t \right]^2 / e^{nt* qt - nt^* qt - 1} \quad (9)$$

(pentru cazul $n^{t*} = 0$, se va considera valoarea limită pentru (9), care este egală cu 2).

**2.** uo(t) = 0 (canalul 0 nu este validat).

Este un caz similar cu A1, deci rezultă relația (6).

Coliziunea trebuie să se refere la un set de stații i#0, astfel încât rezultă următoarele relații:

$$pi^{t+1} = pi^t \left[ 1 - B_{(k t)} (1 - pi^t) \right] / \left[ 1 - B_{k(t)} - A_{k(t)} \right],$$

dacă ui(t) =1

$$pi^{t+1\Lambda} = pi^t, \quad (10)$$

dacă ui(t) = 0, ∀ *i*#0

**3.** uo(t) = 1, ui(t) = 1 pentru care anumiți i#0 (canalul 0 este validat pentru anumite stații mobile).

Se disting trei subcazuri:

**3.1. Canalul 0 nu generează un pachet (acest eveniment are probabilitatea $Pes^t$**, $Pes^t$ fiind probabilitatea de apariție a unui interval temporal lipsit de informații, pentru canalele 0, la momentul t ; se poate estima că $Peo^t = e^{nt^* qt}$ ).

Pentru determinarea valorii $n^{t+1\Lambda}$, se utilizează relația (7); toate stațiile i#0 sunt actualizate utilizând relația (10), în care parametrii $A_{k(t)}$ și $B_{k(t)}$ sunt calculați prin excluderea canalului 0.

Subcazul 3.1 nu se va lua în considerare în situația în care ui(t) = 1 pentru un singur i#0 (canalul 0 trebuie să genereze cel puțin un pachet, altfel c(t)=1).

**3.2.** Canalul 0 generează un singur pachet (acest eveniment are probabilitatea $Psucc^t$), care n u ajunge la destinație. În această situație,

$$n^{t+1\Lambda} = n^{t\Lambda} - n^{t\Lambda} q^t + 1,$$

iar:

$$pi^t{+1} = pi^t [1/(1 - B_{k(t)})],$$

dacă ui(t) = 1

$$pi^{t+1\Lambda} = pi^{t\Lambda},$$

dacă ui(t) = 0, ∀i#0 (11)

unde $B_{k(t)}$ este calculat prin excluderea canalului 0.

**3.3.** Canalul 0 generează două sau mai multe pachete (acest eveniment are probabilitatea:

$1 - Pes^t - Psucc^t$ ).

În această situație se utilizează aceleași metode de actualizare a parametrilor ca în cazul 2 (relațiile (8) și (9) ).

Valorile finale pentru $n^{t+1\Lambda}$ și $p^{t+1\Lambda}$ sunt obținute prin medierea rezultatelor obținute în urma celor trei cazuri prezentate anterior.

În continuare, se va prezenta metoda de actualizare pentru parametrul $\sigma o^t$ . Deoarece această variabilă descrie prioriotatea canalului 0, o definiție posibilă este:

$$\sigma o^{t+1} = \begin{cases} 0, & \text{dacă } uo(t) = 1 \text{ și } c(t) = 0 \\ 1 - (1 - \sigma o^t)(1 - \alpha), & \text{în rest} \end{cases} \quad (12)$$

în care $\alpha$ se va alege astfel dacă se începe cu $Po^{to} = 0$ și nu se validează niciodată canalul 0, la momentul $to+t^\Lambda$, să se obțină $Po^{to+i} > 1/2$ ; $t^\Lambda$ este un parametru a cărui alegere trebuie să asigure marginea de stabilitate pentru canalul **ALOHA;** valoarea parametrului $t^\Lambda$ (și în consecință valoarea parametrului $\alpha$) poate varia în funcție de traficul estimat pentru canalul 0.

În continuare, pentru a se determina probabilitățile reale $Pi^t$, i = 1,...,$N^t$, se presupune că procesul de generare a pachetelor externe pe canalul i, are o distribuție Poisson, cu o valoare medie de $\lambda\, i$ pachete / interval temporal, i = 0, 1 , . . . ,$N^t$.

Rezultă:

$$Pi^{t+1} = pi^{t+1} = 1 - (1 - pi^{t+1}) e^{-\lambda i}, \quad i = 1,...,N^t \quad (13)$$

și:

$$n^{t+1^*} = n^{t+1\Lambda} + \lambda\, o \quad (14)$$

Fiecare $\lambda\, i$, $i = 1, . . .,N^t$ se estimează local, la nivelul stației mobile și i se transmite stației de bază în momentul conectării (sau conform ultimilor specificații, în momentul în care apar modificări semnificatice). În practică, estimarea $\lambda\, o$ se realizează destul de dificil.

Ca urmare, s-a determinat o nouă metodă de actualizare a parametrilor, bazată pe doi factori:

- a. - supraestimarea ratei de sosire a pachetelor (de exemplu prin 1/e), care asigură stabilitatea canalului **ALOHA** al cărui control este realizat pe baza procedurii stabilite de Rivest, pentru toate rețelele de intrare a pachetelor cu valori mai mici decât 1/e (pentru aplicarea acestei condiții, trebuie ca rata de intrare a pachetelor să fie dependentă de perioadele dintre canalele temporale "efective" - acele perioade în care canalul 0 este validat și nu generează coliziuni cu alte canale) ;
- b. - numărul de pachete recepționate pe canalul 0 într-un interval de timp $t+N^t$, trebuie să fie mai mic întotdeauna decât 1/e, pentru a asigura stabilitatea pe canalul **ALOHA**, chiar și în cazul cel mai defavorabil.

Rezultă următoarele etape pentru noua metodă de actualizare a parametrilor:

**a.** - se calculează:

$n^{t+1\Lambda}$, $pi^{t+1\Lambda}$, i#0 și $\sigma o^{t+1}$ ;

**b.** - se alege:

$$Psucc^{t+1} = \gamma^{t+1} q^{t+1} \Lambda e - \gamma^{t+1} q^{t+1\Lambda},$$

unde:

$$\gamma^{t+1} = n^{t+1\Lambda} + 1/e \text{ și } q^{t+1\Lambda} = \min(1/\gamma^{t+1}, 1)$$

**c.** - se calculează:

ui(t+1) = 1,

cu:

ui(t + 1) = 0, ∀ i#0,

se alege:

$$n^{t+1^*} = n^{t+1\Lambda} + 1/e,$$

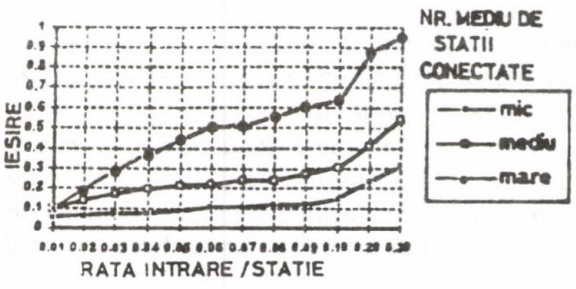



Figura 2 - Caracteristicile rată de intrare/ieşire (N = 10)

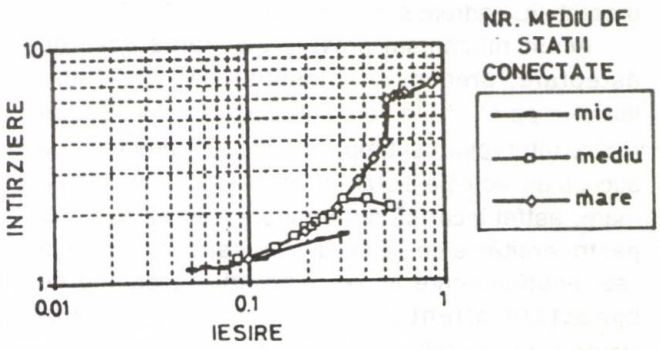



Figura 3 - Caracteristicile întârziere/ieşire (N=10)

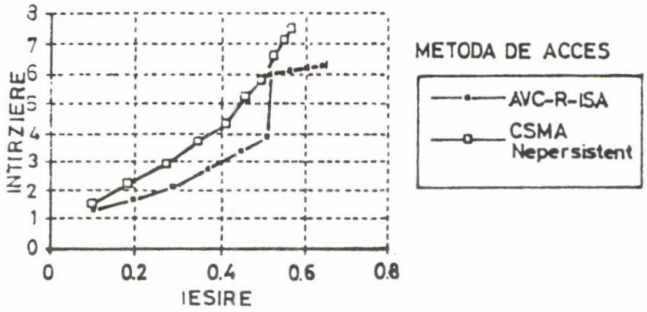



Figura 4 - Comparaţie cu **CSMA**

altfel:

$n^{t+1*} = n^{t+1\wedge}$.

## 4. Rezultatele simulărilor

În continuare se vor prezenta rezultatele simulărilor efectuate în cadrul unei singure celule, în care operează protocolul AVC-R-ISA. Fiecare simulare are o durată echivalentă cu 90000 de intervale temporale; se consideră că în momentul iniţial canalele sunt vide ; numărul maxim de staţii mobile este: N = 10.

În figurile 2 şi 3 se prezintă caracteristicile: rata de intrare/ieşire şi respectiv ieşire/întârziere, pentru diferite valori ale numărului mediu de staţii mobile conectate în sistem.

Conectările şi deconectările dinamice sunt obţinute prin generarea aleatoare a unor cereri de conectare şi deconectare, cu o probabilitate dată pentru fiecare interval temporal (numărul mediu de staţii mobile conectate, definit ca mic, mediu şi mare în figurile prezentate, corespund valorilor de 2, 5 şi respectiv 9,6). Se presupune că ratele de generare sunt egale pentru toate staţiile conectate.

Figura 4 prezintă o comparaţie între protocolul **AVC-R-ISA** şi un algoritm **CSMA** nepersistent, care operează în condiţii similare. Ratele de generare $1 - e^{-\lambda i}$, sunt toate egale şi variază în domeniul 0,01 ÷ 0,1. În toate figurile prezentate, parametrul t^ pentru canalul 0 are o valoare fixă, egală cu 40 intervale temporale.

**AVC-R-ISA** a fost testat atât în cadrul protocoalelor cu conexiuni orientate, cât şi în cele de control logic al legăturii, fără conectare (**LLC - "Logical Link Control"**).

Astfel, a fost implementată o rutină care este apelată la nivelul transmiţătorului ori de câte ori entităţile **LLC** trebuie să transmită un cadru, pe canalul radio controlat de **AVC-R-ISA.** Această rutină asigură depunerea pachetelor de date într-o coadă de aşteptare, într-un buffer, de unde sunt preluate de procesul care controlează accesul la canal, conform algoritmului **ISA**. De exemplu, în momentul în care o staţie de bază validează un utilizator mobil, procesul care coordonează transmisiunile din sistem extrage un cadru din coada de aşteptare, îl înscrie într-un buffer de transmisie în care i se adaugă un header care conţine informaţiile specifice protocolului **MAC**, după care cadrul se transmite pe canal. Cadrul poate fi eliminat din buffer fie imediat după transmisie, fie după recepţionarea unui mesaj de confirmare **MAC** (aceasta se poate obţine foarte simplu, prin inserarea unui bit corespunzător canalului binar de feedback, în următorul mesaj transmis de staţia de bază).

Entităţile transmiţătoare nu sunt singurele care acţionează asupra cozii de aşteptare menţionate anterior: cadrelor introduse în această coadă de aşteptare le este asociat un timer; în momentul

expirării unui interval de timp de aşteptare prestabilit, cadrele sunt eliminate din coadă.

Acest mecanism previne saturarea cozii de aşteptare, precum şi transmiterea unor cadre identice pe canal. În condiţiile unor sarcini mari de trafic, intervalul de timp între două transmisii cu succes ale aceleiaşi staţii poate deveni suficient de mare, astfel încât să determine expirarea timpului pentru entităţile de pe nivelele superioare. În acest caz, entităţile care implementează procedurile de conectare orientată sau cele de pe nivelul transport, nerecepţionând nici un mesaj de confirmare în intervalul de timp alocat, vor retransmite pachetele. Astfel, eliminarea "vechilor" cadre din coada de a;teptare ISA previne încărcarea inutilă a canalelor.

## CONCLUZII

Studiul prezentat defineşte structura unei scheme de acces, proiectată pentru reţelele celulare caracterizate de existenţa staţiilor de bază şi a abonaţilor mobilili. Protocolul descris se bazează pe combinarea a două strategii : **ISA** şi difuzarea de tip pseudo-Bauesian care, deşi diferite, au principiile fundamentale comune. De asemenea a fost introdus conceptul de "canal virtual de acces", a cărui viteză de transmisie se adaptează în funcţie de estimarea traficului. Performanţele sistemului au fost testate prin implementarea unui program de simulare, în cazul unei reţele uni-celulare.

BIBLIOGRAFIE

[1.] "Performance Of A Mobile Data Communication System", C. Chang, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 40, 1991.

[2.] "Design and Analysis of an **MAC**-Layer Protocol for a Car-to-Infrastructure Packet Radio Network", M.Aicardi, F.Davoli, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 41, Nr.2, 1992.

[3.] "Bayesian and Pseudo-Bayesian Algorithms for a Mobile Packet Radio Network with an **ALOHA**-type Acces Channel and Cellular Structure", M.Aicardi, F.Davoli, MELECON, 1991.

# Erori numerice în implementarea filtrelor adaptive

*Ş.l.dr.ing. Sorin M. Zoican* *

*Cuvinte cheie: filtru adaptiv* **FIR**, *algoritm de adaptare* **LMS**, *cuantizarea produselor, cuantizarea coeficienţilor, pas de adaptare, eroare pătratică minimă, eroare pătratică în exces, eroare reziduală suplimentară, blocarea procesului de adaptare, echilibrarea erorilor reziduale suplimentare.*

*Lucrarea prezintă o metodă de analiză a erorilor de cuantizare în implementarea filtrelor* **FIR** *adaptive cu algoritm de adaptare* **LMS** *- denumită metoda echilibrării erorilor reziduale suplimentare.*

*Utilizând rezultatele obţinute în teoria algoritmului* **LMS** *se deduc formulele erorilor reziduale suplimentare introduse de cuantizarea produselor şi cuantizarea coeficienţilor filtrului adaptiv. Din aceste formule se deduce numărul de biţi necesari pentru cuantizare.*

*În cazul filtrelor adaptive pasul de cuantizare intervine în calculul erorilor reziduale suplimentare; există o valoare optimă a pasului de adaptare - pentru care eroarea pătratică medie la ieşirea filtrului este minimă. Datorită cuantizării poate să apară un fenomen de oprire forţată a procesului de adaptare (fenomen de blocare). Apariţia acestui fenomen este controlată de valoarea pasului de adaptare şi de caracteristicile semnalului de intrare.*

*Formulele deduse în lucrare determină zgomotul global ce apare la ieşirea filtrului adaptiv datorat cuantizării şi coeficienţilor pentru o reprezentare numerică în virgulă fixă. Se poate calcula apoi numărul de biţi necesari pentru cuantizare.*

*Utilizând aceste formule, cu anumite aproximaţii asupra semnalului de intrare şi a erorii pătratice minime se ajunge la concluzia ca în reprezentarea în virgulă fixă un număr de 16 biţi pentru lungimea registrelor procesului* **DSP** *este satisfăcător pentru algoritmi cu până la 3 trepte de prelucrare digitală.*

## 1. Modelul de cuantizare al filtrului FIR adaptiv

Se consideră structura de filtru din figura 1.

Notaţiile utilizate sunt :

u(n) - semnalul de intrare
e(n) - eroarea reziduală
d(n) - semnalul dorit
$d^{\wedge}(n)$ - ieşirea filtrului (estimarea lui d(n) )
$\mu$ - constanta de adaptare
Q - funcţia de cuantizare
$W_0(n)$ , ... , $W_{N-1}(n)$ - coeficienţii filtrului

Algoritmul de adaptare este algoritmul **LMS** /1/:

$$d^{\wedge}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n) \cdot u(n-i)$$

$$e\{n\} = d(n) - d^{\wedge}(n)$$

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \mu\, e(n)\, u(n-i)\ ,\ i = 0\ ,\dots\ ,N-1$$

Cu notaţiile J(n) - eroarea pătratică medie la ieşirea filtrului, $J_{ex}$ - eroarea pătratică medie în exces, $\lambda_j$ - valorile proprii ale matricei de corelaţie **R** a intrării se arată că /1/:

$$E\{J_{ex}(n)\} = \frac{\mu J_{min} \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i}{2 - \mu \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i}$$

şi:

$$E\{J(n)\} = J_{min} + \frac{\mu J_{min} \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i}{2 - \mu \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i}$$

sau:

$$E\{J(n)\} = \frac{J_{min}}{1 - (\mu/2) \cdot N\, r(0)} \qquad (1)$$

unde E reprezintă operatorul de mediere statistică, $J_{min} = \sigma_d^2 - \sigma^{\wedge 2}_d$ eroarea pătratică medie minimă (cu $\sigma_d^2$ şi $\sigma^{\wedge 2}_d$ desnităţile spectrale de putere pentru semnalul dorit şi semalul estimat), r(0) - funcţia de autocorelaţie a intrării în 0. Notând $Nr(0) = N\sigma_u^2$ unde

* Universitatea "Politehnica" Bucureşti

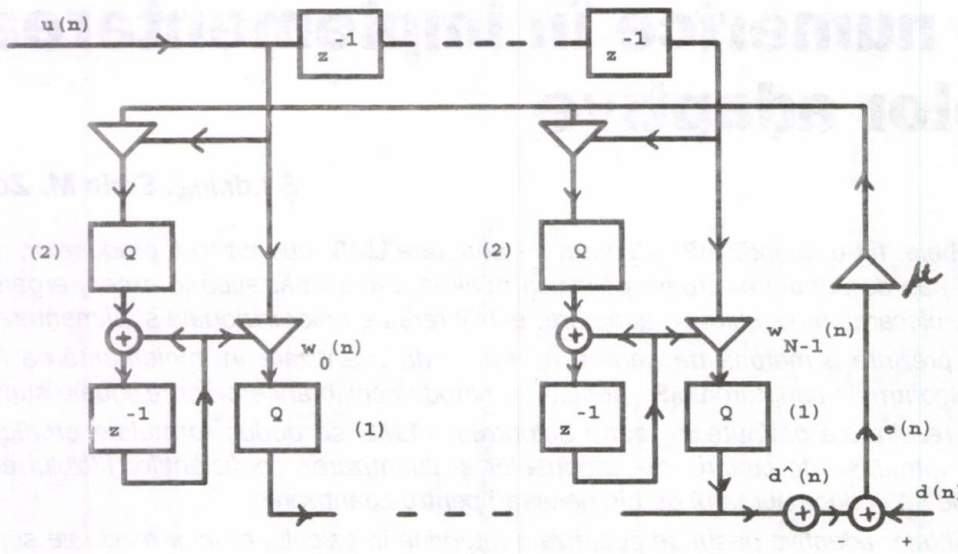



Figura 1 - Modelul de cuantizare al unui filtru **FIR** adaptiv (**LMS**)

$\sigma_u^2$ este variația semnalului de intrare, relația (1) se rescrie:

$$E\,J(n) = \frac{J_{min}}{1 - (\mu / 2)\,.\,N\sigma_u^2} \qquad (2)$$

Din figura 1 se observă că puterea zgomotului la ieșire (datorat cuantizării) are 2 componente:

- - o componentă datorată circuitelor de înmulțire cu $w_i$ (n) blocurile Q marcate cu (1)
- - o componentă datorată cuantizării coeficienților $w_i$ (n) blocurile Q marcate cu (2)

Vom considera că efectul cuantizării constă în introducerea unor surse de zgomot uniform distribuit pe intervalul [ $-q_1/2$, $q_1/2$ ] în cazul componentei de zgomot (1), respectiv pe intervalul [ $-q_2/2$ , $q_2/2$ ] în cazul cuantizării coeficienților - componenta (2).

Prima componentă a zgomotului de cuantizare se compune din N surse de zgomot de medie nulă și varianță egală cu $q_1^2/12$ ; rezultă că eroarea pătratică medie minimă $J_{min}$ va crește cu factorul $N\,.\,q_1^2/12$ .

Evaluarea componentei de zgomot (2) este mai dificilă. Cuantizarea coeficienților poate fi interpretată ca o modificare foarte lentă a vectorului coeficienților optimi $w_o$ ; în realitate se modifică vectorul curent al coeficienților w(n) ; se poate presupune că w(n) rămâne nemodificat (neafectat de cuantizare) efectul rotunjirii transferându-se asupra lui $w_o$ ; eroarea w(n) - $w_o$ rămâne nemodificată deoarece:

$$w(n) + \delta w(n) - w_o = w(n) - \left( w_o - \delta w(n) \right) =$$

$$= w(n) - w_o(n)$$

unde:

$$w_o(n) = w_o - \delta w(n) = w_o + \delta w_o(n)\,;$$

variabilele $\delta w(n)$ , $\delta w_o(n)$ reprezintă variabilele aleatoare uniform distribuite în intervalul $[-q_2/2, q_2/2]$ de medie nulă și varianță $q_2^2/12 = \sigma^2$.

În această ipoteză se poate utiliza un rezultat din teoria algoritmului **LMS** în medii nestaționare /1/, anume:

$$E\left\{ J_{ex}(n) \right\} = E\left\{ \varepsilon_1^H(n)\, R\, \varepsilon_1(n) \right\} + E\left\{ \varepsilon_1^H(n)\, R\, \varepsilon_2(n) \right\}$$

unde $\varepsilon_1(n)$ este eroarea de estimare a gradientului (ca în cazul staționar) și $\varepsilon_2(n)$ este eroarea dată de mediul nestaționar - cauzată de "urmărirea" vectorului $w_o(n)$.

În teoria algoritmului **LMS** în medii nestaționare /1/ se arată că:

$$E\left\{ \varepsilon_2^H(n)\, R\, \varepsilon_2(n) \right\} = \frac{N\,.\,\sigma^2}{2\,.\,\mu} \qquad (3)$$

dacă constanta de adaptare $\mu$ este mai mică și variațiile vectorului $w_o(n)$ sunt foarte lente /1/.

Această ultimă ipoteză este îndeplinită dacă numărul de biți cu care se reprezintă coeficienții este suficient de mare astfel încât zgomotul de cuantizare, datorită căruia variază $w_o$, să fie mai mic.

În aceste condiții eroarea $J_{min}$ devine:

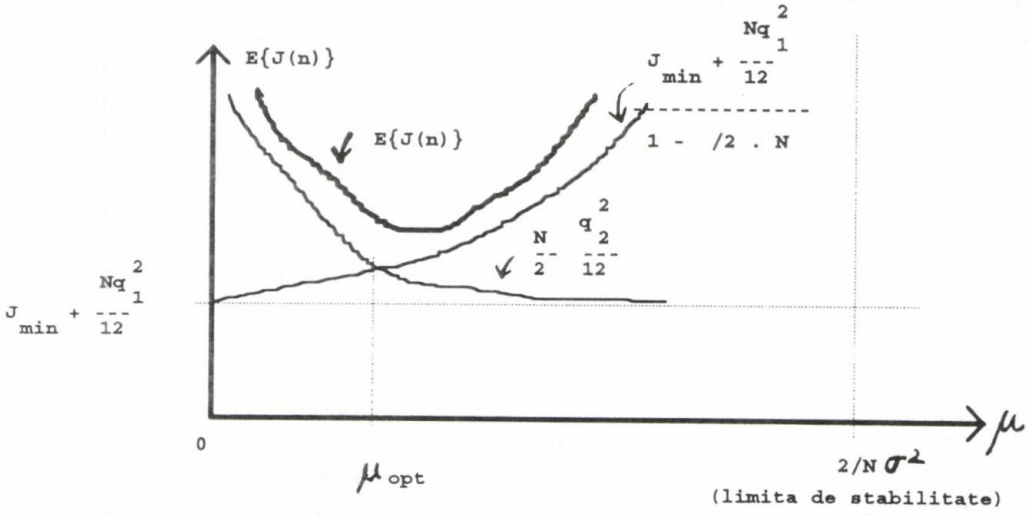



Figura 2 - Variația erorii pătratice medii funcție de pasul de adaptare

$$J_{min} + \frac{N \cdot q_1^2}{12} + \frac{N}{2 \cdot \mu} \cdot \frac{q_2^2}{12}$$

S-au adăugat eroarea de cuantizare (1) - a produselor și eroarea de cuantizare (2) - a coeficienților în care $\sigma^2 = q_2^2 / 12$ .

Din ecuația (2) rezultă:

$$E\{J(n)\} = \frac{J_{min} + \frac{N \cdot q_1^2}{12} + \frac{N}{2.\mu} \cdot \frac{q_2^2}{12}}{1 - [\mu / 2] \cdot N\sigma_u^2} \qquad (4)$$

Ecuația (4) reprezintă o relație ce dă informații cantitative, mediate statistic, asupra erorii pătratice medii pentru un filtru **FIR** adaptiv cu algoritm de adaptare **LMS** în condițiile în care pasul de cuantizare al coeficienților este $q_2$ , pasul de cuantizare al semnalului de intrare, puterea semnalului de intrare este $N\sigma_u^2$ *și* $\mu$ este constanta de adaptare.

Relația (4) se scrie în forma :

$$E\{J(n)\} = \frac{J_{min}}{1 - [\mu / 2] \cdot N\sigma_u^2} + \frac{N q_1^2 / 12 + N q_2^2 / [2\mu \cdot 12]}{1 - [\mu / 2] \cdot N\sigma_u^2} \qquad (5)$$

Al doilea termen al expresiei de mai sus se poate aproxima prin:

$$N q_1^2 / 12 + N q_2^2 / [2\mu \cdot 12]$$

dacă $q_1$ , $q_2$ *și* $\mu$ au valori mici.

De asemenea pentru $\mu$ mic primul termen se poate aproxima prin :

$$J_{min}\,(1 + [\mu / 2] \cdot N\sigma_u^2)$$

Rezultă următoarea expresie pentru media statistică a erorii pătratice:

$$E\{J(n)\} = J_{min}\,(1 + [\mu / 2] \cdot N\sigma_u^2) + \frac{N q_1^2}{12} + N \frac{q_2^2}{2\mu} \cdot \frac{1}{12}$$

## 2. Fenomenul de blocare a adaptării coeficienților

Relația (5) demonstrează că efectele celor două cuantizări (ale produselor și ale coeficienților) sunt diferite. Cuantizarea produselor are ca efect apariția la ieșirea filtrului a unui zgomot proporțional cu ordinul filtrului, iar cuantizarea coeficienților are ca efect apariția unui zgomot la ieșire ce depinde și de constanta de adaptare $\mu$ și de ordinul filtrului. Constanta de adaptare $\mu$ trebuie aleasă astfel încât eroarea E ( J{n} ) să fie minimă. Derivând expresia (5) în raport cu $\mu$ și anulând derivata se obține /2/:

$$\frac{1}{2} \cdot J_{min} N\sigma_u^2 - \frac{N}{2} \cdot \frac{q_2^2}{12} \cdot \frac{1}{\mu_{opt}^2} = 0$$

de unde rezultă:

$$\mu_{opt} = \frac{1}{\sqrt{J_{min}} \cdot \sigma_u} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \frac{q_2}{2} \qquad (6)$$

Expresia (6) calculează valoarea optimă a constantei de adaptare, $\mu_{opt}$ : această valoare nu depinde de pasul cuan tizare al produselor ci de pasul de cuantizare al coeficienților.

În figura 2 este reprezentată eroarea pătratică funcţie de constanta de adaptare $\mu$ .

Se observă că dacă $\mu$ descreşte (în interiorul limitei de stabilitate) minimul lui E ( J{n} ) se obţine pentru $\mu_{opt}$ ; dacă $\mu$ constinuă să scadă E ( J{n} ) creşte ; în realitate apare un fenomen de blocaj, adaptarea coeficienţilor este oprită datorită faptului că termenul $\mu$ u(n-1) e(n) devine prea mic şi este aproximat cu 0 prin procesul de cuantizare ; eroarea reziduală rămâne la o valoare constantă, aceea din momentul apariţiei blocajului.

Notăm cu $\mathbf{u}(n) = [\, u(n), u(n-1), \ldots, u(n-N+1) \,]^T$ vectorul semnalului de intrare, $\mathbf{w}(n)$ - vectorul coeficienţilor, e(n) - eroarea. Se poate presupune că vectorul $\mu$ u(n)e(n) are componente decorelate între ele şi uniform distribuite pe intervalul $\left[ -q_1^2/2 ,\ q_1^2/2 \right]$. Rezultă varianţa vectorului:

$\mu$ u(n)e(n)

astfel:

$$\mu^2 E\left\{ e^2(n)\, \mathbf{u}(n)\, \mathbf{u}^H(n) \right\} = q_1^2 / 12 \qquad (7)$$

Se defineşte **raza de blocaj,** p astfel /2/:

$$p^2 = E\left\{ (\mathbf{w}(n) - \mathbf{w}_o)^H (\mathbf{w}(n) - \mathbf{w}_o) \right\} \qquad (8)$$

unde $\mathbf{w}_o$ este vectorul coeficienţilor optimi.

Pe de altă parte există relaţia:

$$\mathbf{w}(n) - \mathbf{w}_o = \mathbf{R}^{-1} E\left\{ e(n)\, u(n) \right\}$$

de unde rezultă:

$$\rho^2 = E\left\{ (\mathbf{R}^{-1})^H \mathbf{R}^{-1} \right\} \cdot \frac{q_2^2}{12} \cdot \frac{1}{\mu^2} =$$

$$= tr[\, \mathbf{R}^{-1} \,] \cdot \frac{q_2^2}{12} \cdot \frac{1}{\mu^2} \,.$$

deoarece $\mathbf{x}^T\mathbf{x} = tr\,[\, \mathbf{x}^T\mathbf{x} \,]$ . ( tr[x] - urma matricii x).

În final:

$$\rho^2 = [\, q_2^2 / 12\, \mu^2 \,] \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i^{-2} \qquad (9)$$

unde $\lambda_i$ reprezintă valorile proprii ale matricei de autocorelaţie a intrării **R** . /2/

Apariţia fenomenului de blocaj are ca efect mărirea razei de blocaj, $\rho$. Evident blocajul apare după un număr de iteraţii datorită scăderii erorii, dar cu cât raza de blocaj este mai mică cu atât eroarea reziduală se apropie de valoarea statistică teoretică. Se observă că $\rho$ poate fi mare în situaţia în care $\mu$ este mare (chiar peste $\mu_{opt}$) dacă valorile proprii $\lambda_i$ sunt mici.

Luând în considerare un rezultat cunoscut care afirmă faptul că densitatea spectrală de putere a semnalului de intrare este limitată de valorile proprii şi maximă /1/, rezultă că pentru semnalele de intrare de putere mică, fenomenul de blocaj poate apare chiar şi pentru $\mu$ mare.

Având în vedere că pasul de adaptare $\mu$ este impus din considerente de viteză de adaptare trebuie ales pasul de cuantizare stfel încât să se evite, cu o marjă de siguranţă suficientă, fenomenul de blocaj.

Din relaţia (9) se observă că prin micşorarea lui $q_2$ (creşterea numărului de biţi pentru reprezentarea coeficienţilor) raza de blocaj scade pentru $\mu$ şi $\lambda_i$ date ; de fapt termenul $\mu$ **u**(n-i)e(n) este aproximat mai bine prin cuantizare.

## 3. Metoda echilibrării erorilor reziduale suplimentare

În expresia erorii reziduale apar 3 factori ce introduc erori suplimentare care se adaugă la eroarea minimă $J_{min}$ - teoretică. Aceştia sunt: imprecizia de estimare a gradientului, eroarea de cuantizare a produselor şi eroarea de cuantizare a coeficienţilor. Se poate considera că degradarea performanţelor filtrului se face echilibrat în raport cu ultimii 2 factori. Se aleg aceşti ultimii doi factori egali cu jumătate din eroarea datorată impreciziei de estimare a gradientului /2/:

$$\frac{1}{2} \cdot J_{min} \cdot \frac{N \mu \sigma_u^2}{2} = \frac{N}{2\mu} \cdot \frac{q_2^2}{12} = N \cdot \frac{q_1^2}{12} \qquad (10)$$

Notă $w_{max}$ amplitudinea maximă a coeficienţilor filtrului şi $b_c$ numărul de biţi pe care se reprezintă coeficienţii, cu excepţia bitului de semn.

Rezultă că:

$$q_2 = w_{max}\, 2_c^{1-b} \qquad (11)$$

Utilizând expresiile (10) şi (11) rezultă:

$$2_c^{2b} = \frac{2}{3} \cdot \frac{w_{max}^2}{\mu^2 J_{min} \sigma_u^2} \qquad (12)$$

sau în mod echivalent:

$$b_c = \frac{1}{2} \log_2 \left( \frac{2}{3} \cdot \frac{w_{max}^2}{\mu^2 J_{min} \sigma_u^2} \right) \qquad (13)$$

Pentru cuantizarea produselor se poate scrie:

$$q_1 = p_{max}\, 2_p^{1-b} \qquad (14)$$

unde $p_{max}$ este maximul produselor de tip **u**(n-i).$\mathbf{w}_i$ (n), iar $b_p$ este numărul de biţi pe care se cuantizează produsul cu excepţia bitului de semn.

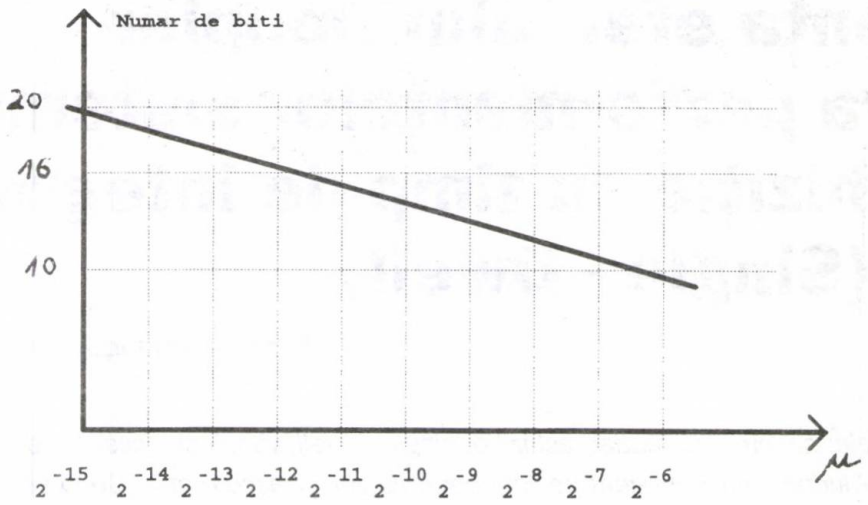



Figura 3 - Variația numărului de biți funcție de pasul de adaptare

Din relațiile (10) și (14) rezultă:

$$2_p^{2b} = \frac{4}{3} \cdot \frac{p_{max}^2}{\mu J_{min} \sigma_u^2} \qquad (15)$$

sau echivalent:

$$b_p = \frac{1}{2} \cdot \log_2 \left( \frac{4}{3} \cdot \frac{p_{max}^2}{\mu J_{min} \sigma_u^2} \right) \qquad (16)$$

Din relațiile (13) și (16) se deduce că există inegalitatea:

$$b_c > b_p \qquad (17)$$

Relația (17) există în condițiile în care:

$w_{max} = p_{max}=1$ (în mod uzual se lucrează în complement de 2 cu numere fracționare), iar $\mu$ mult mai mic decât 1. Pentru valori ale lui $\mu$ cuprinse între $2^{-7}$ și $2^{-11}$ rezultă diferența $b_c - b_p$ între 3 și 5 biți.

Relațiile (13), (16) și (17) indică faptul că este recomandabil să se cuantizeze coeficienții pe un număr de biți mai mare (cu 3-5) decât cuantizarea produselor (și a semnalului de intrare). În practică utilizarea procesoarelor de semnal cu bus de date comun pentru coeficienți și produse se alege ca număr de biți pentru cuantizare valoarea $b_c$, dată de relația (13).

Se observă că numărul de biți este dependent de constanta de adaptare $\mu$ și de puterea semnalului la intrare. Pentru semnale mici numărul de biți necesari poate crește foarte mult.

## 4. Determinarea numărului de biți pentru lungimea registrelor

Se consideră semnalul de intrare, u(n), uniform distribuit în intervalul [ - 1, 1 ]. Rezultă că $\sigma_u^2 = 1/3$. Se admite că $J_{min} = 10^{-3} \approx 2^{-10}$ de unde rezultă utilizând relația (3.35) și $w_{max} = 1$ :

$$b_c = (1/2) \log_2 \{ [ (2/3) \cdot (2 \cdot 10^3) / \mu^2 ] =$$

$$= (1/2) \log_2 [ 2^{11} / \mu^2 ] = 6 - (1/2) \log_2 (2 \cdot \mu^2) \qquad (18)$$

Relația (18) a fost dedusă pentru aproximații ale lui $J_{min}$ , $\sigma_u^2$ suficient de aproape de valorile lor reale. Dacă se alege ca referință un număr de biți egal cu 16 atunci în funcție de pasul de adaptare numărul de biți pentru lungimea registrelor, B, este ales astfel:

$$B = \max [ 16, 6 - (1/2) \log_2 (2 \cdot \mu^2) ]$$

În figura 3 este reprezentat grafic numărul de biți necesari pentru cuantizare funcție de pasul de adaptare $\mu$ .

Din figura 3 se observă că pentru semnale de intrare cu putere suficient de mare fenomenul de blocaj apare pentru $\mu$ foarte mic (pentru valori ale lui $\mu$ neuzuale în practică).

În concluzie rezultă că pentru cuantizare se poate alege valoarea de B = 16. În practică acest lucru a fost deja confirmat majoritatea proceselor de semnal de virgulă fixă lucrând pe o magistrală de date de 16 biți.

BIBLIOGRAFIE

[1.] Haykin, Simon, "Adaptive Filter Theory", Pretince Hall, 2nd Ed., 1991

[2.] Bellanger, Maurice, "Analyse des Signaux et Filtrage Numerique Adaptif", Ed. Mason, 1989

# Influența efectului Doppler asupra performanțelor sistemului de achiziție cu timp de integrare fixat (Single - Dwell)

***Simona Halunga, Octavian Fratu** **

*Cuvinte cheie: spectru împrăștiat, achiziție, single - dwell, viteză și accelerație Doppler.*

*În această lucrare sunt prezentate influența vitezei și accelerației Doppler asupra mediei și dispariției timpului de achiziție pentru sistemul de achiziție cu timp de integrare fixat. Rezultatele obținute sunt verificate numeric, stabilindu-se astfel domeniul de valabilitate al acestora.*

## I. INTRODUCERE

**Sistemele** de transmisiune cu spectru împrăștiat de tip secvență directă tind să se impună din ce în ce mai mult în atenția constructorilor de sisteme de radiocomunicații, atât pentru sistemele de comunicații prin satelit cât și pentru cele mobile, care în ultima vreme au cunoscut o dezvoltare explozivă.

Pentru a putea realiza demodularea acestor semnale trebuie realizată sincronizarea receptorului; aceasta presupune, în afară de sincronizarea de purtătoare și de tact (inerente oricărei transmisiuni digitale) și o aliniere a codului pseudoaleator de împrăștiere generat local cu cel utilizat la emisie și conținut într-o formă implicită în semnalul recepționat. Această ultimă problemă este specifică sincronizării în sistemele cu spectru împrăștiat.

Datorită complexității procesului de sincronizare, acesta se desfășoară practic în două faze și anume:

- sincronizarea inițială (achiziția) ;
- sincronizarea fină (urmărirea).

Sincronizarea inițială are rolul de a asigura o aliniere a celor două coduri (cel conținut în semnalul recepționat și cel generat local) până la o diferență de cel mult jumătate de perioadă de tact a codului ($T_C$). Sincronizarea fină are rolul de a corecta această eroare și de a o menține în limite accesibile astfel încât să fie posibilă "împachetarea"semnalului recepționat (respectiv aducerea în bandă a acestuia) pentru a putea realiza recuperarea datelor. Spre deosebire de sincronizarea fină care urmărește semnalul recepționat pe toată durata recepției și aduce continuu corecțiile necesare, achiziția este un proces care se desfășoară pe o durată limitată de timp, de dorit cât mai mică.

Cea mai simplă și mai răspândită metodă de achiziție este cea de căutare serială, în special cea care utilizează un singur interval de integrare de

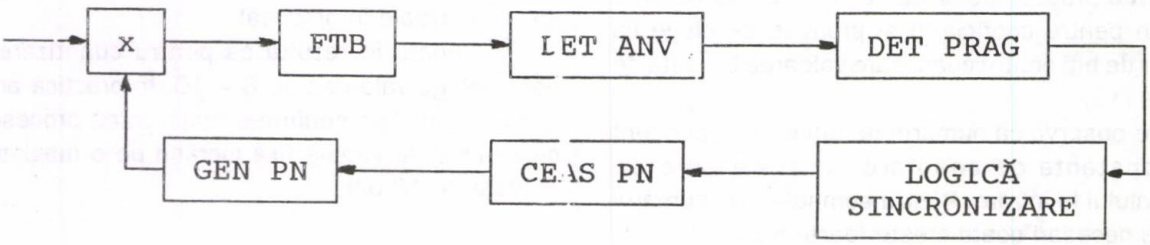



Figura 1 - Schema bloc a sistemului "single-dwell"

* Universitatea "Politehnica" București

durată finită (single-dwell), a cărei schemă bloc este reprezentată în figura 1.

Se presupune că, inițial, receptorul nu posedă nici o informație asupra fazei inițiale a codului semnalului recepționat. Determinarea acestei faze se face prin metode specifice proceselor aleatoare, deoarece, datorită particularităților canalului de comunicații, apar surse de perturbații cu caracter pur aleator, dintre care cele mai importante sunt zgomotul gaussian aditiv, fadingul datorat canalului și decalajele de frecvență datorate fenomenelor Doppler (viteza și accelerația Doppler). În cele ce urmează se va studia influența acestui din urmă factor asupra performanțelor sistemului de achiziție "single-dwell".

## II. Determinarea analitică a influenței efectului Doppler în calculul mediei și dispersiei timpului de achiziție.

Sistemele de achiziție "single-dwell" au fost studiate în prezența zgomotului alb aditiv Gaussian: datorită caracteristicilor sale (căutare serială unidirecțională, timpi de integrare fixați, probabilitatea egală pentru toate celulele codului) s-a putut folosi modelul de analiză a lanțurilor Markov omogene și discrete [1]. Determinarea mediei și dispersiei timpului de achiziție (principalii parametrii de interes) se poate efectua prin mai multe procedee: în [2], Holmes și Chen au folosit metoda grafurilor de semnal, obținând următoarele rezultate:

$$T_{ACQ,d} = \frac{(2 - P_D)(1 + KP_{FA})}{2P_D} q\tau_d \qquad (1)$$

$$\sigma^2_{ACQ} = (1 + KP_{FA})^2 \left\{\frac{1}{12} + \frac{1}{P_D^2} - \frac{1}{P_D}\right\} q^2 \tau_d^2$$

unde s-au folosit următoarele notații:

- $\tau d$ - durata de integrare asociată unei anumite poziții a codului (timp de dwell) ;
- $q=2Nu$ - numărul de poziții ale codului care trebuie examinate pentru a putea realiza achiziția ($N_u$ fiind lungimea codului, iar incrementul de fază al generatorului local fiind de jumătate dintr-un interval de cod;
- $P_D$ - probabilitatea de detecție corectă (respectiv probabilitatea ca ieșirea integratorului să depășească pragul detectorului în cazul unei poziții corecte a fazei codului);
- $P_{FA}$ - probabilitatea de alarmă falsă (respectiv probabilitatea ca ieșirea integratorului să depășească pragul detectorului în cazul unei poziții incorecte a fazei codului);
- $K_{\tau d}$ - timpul de verificare pentru alarmă falsă (respectiv timpul necesar pentru ca sistemul să fie readus în modul achiziție după ce a intrat în modul urmărire ca urmare a unei alarme false).

Efectul Doppler (modificarea frecvenței semnalului recepționat datorită deplasării relative a emițătorului față de receptor) influențează timpul de achiziție și performanțele sistemului în două moduri (5) și anume:

- 1) modificarea (în sensul creșterii sau descreșterii) probabilității de detecție $P_D$, datorită faptului că diferența de fază dintre semnalul recepționat și semnalul generat local variază în timpul unui interval de integrare ;
- 2) modificarea ratei medii de căutare (dacă deplasarea de fază datorată efectului Doppler într-un singur interval de integrare este egală cu valoarea cu care se face actualizarea fazei codului, rata medie de căutare se reduce la 0).

Luarea în considerare a celor două aspecte în calculul timpului mediu de achiziție este foarte dificilă din punct de vedere analitic; dacă se ia însă în considerație doar efectul asupra ratei medii de căutare, analiza se poate face ca o extensie a cazului precedent.

Dacă $\Delta f_c$ este variația frecvenței datorată fenomenului Doppler, atunci $\Delta f_c \tau_d$ reprezintă valoarea deplasării de fază a codului recepționat datorată acestui fenomen în timpul unui singur interval de integrare, iar $\Delta f_c k \tau_d$ reprezintă valoarea acestei deplasări în timpul unei verificări datorate alarmei false. Ținând cont că $N_u/q'$ este valoarea pasului de căutare (incrementului de fază) în absența fenomenului Doppler, atunci în prezența acestuia ea este dată de:

$$\mu = \frac{N_u}{q'} + \Delta f_c \tau_d + \Delta f_c k \tau_d P_{FA} \qquad (2)$$

Cu această remarcă se pot generaliza rezultatele obținute în paragraful precedent înlocuind numărul de celule căutate în timpul unui interval de integrare (q) cu $N_u/\mu$ , astfel încât timpul mediu de achiziție și dispersia sunt date în acest caz de:

$$T_{ACQ,d} = \frac{(2 - P_p)(1 + kP_{FA})\, N_u \tau_d}{2P_D \left\{ \frac{N_u}{q'} + \Delta f_c \tau_d (1 + kP_{FA}) \right\}} =$$

$$= \frac{\overline{T_{ACQ}}}{1 + \frac{q'}{N_u} \Delta f_c \tau_d (1 + kP_{FA})}$$

$$\sigma^2_{ACQ} = \frac{\tau_d^2 (1 + kP_{FA})^2 N_u^2 \left\{ \frac{1}{12} + \frac{1}{P_D^2} - \frac{1}{P_D} \right\}}{\frac{N_u}{q'} + \Delta f_c \tau_d (1 + kP_{FA})} =$$

$$= \frac{\sigma^2_{ACQ}}{1 + \frac{\Delta f_c \tau_d}{N_u} (1 + kP_{FA})^2} \qquad (3)$$

Cum $\Delta f_c$ poate fi pozitiv sau negativ, efectul Doppler poate determina scăderea sau creşterea vitezei de căutare.

**NOTĂ:**

Se poate presupune că $|\Delta f_c|\tau_d (1+kP_{FA}) << N_u/q'$ astfel încât căutarea se face în permanenţă în sensul dictat de incrementul de fază dat de generatorul local.

Rezultatele obţinute pot fi extinse în continuare, ţinând ccont şi de rata (viteza de variaţie $\Delta \dot{f}_c$) a efectului Doppler ; se poate calcula valoarea medie a incrementului de fază $\mu'$, analog cu (2), şi apoi, înlocuind q cu $N_u/\mu'$ în (1) rezultă timpul mediu de achiziţie şi dispersia sa.

De remarcat este faptul că, atunci când avem doar efectul Doppler (constant în timp), valoarea medie (statistică) a incrementului de fază nu variază în timp, relaţia (3) caracterizând toate celulele cercetate. Atunci când avem şi acceleraţie Doppler, valoarea medie a incrementului de fază depinde de poziţia celulei care urmează să fie studiată. În general valoarea medie a incrementului $\mu$ pentru o anumită celulă este dată de valoarea sa nominală - fără Doppler - (egală, în general, cu o jumătate din intervalul de cod), la care se adaugă valoarea medie a deplasării fazei codului recepţionat în timpul în care celula este studiată. Dacă $\mu_n$ este valoarea medie a incrementului în intervalul în care celula n este studiată, iar $\Delta \dot{f}_c$ este rata codului Doppler (chips/s$^2$), atunci:

$$\mu_{n+1} = \frac{N_u}{q'} + \Delta f_c \tau_d (1 + KP_{FA}) +$$

$$+ \Delta \dot{f}_c \tau_d^2 \left\{ 1 + P_{FA}(k^2 + 2k) \right\} +$$

$$+ n \Delta \dot{f}_c \left\{ \tau_d (1 + kP_{FA}) \right\}^2 ; \quad n \geq 0 \qquad (4)$$

Din relaţia de mai sus se observă că valoarea medie a incrementului de fază depinde liniar de poziţia celulei căutate n. Din această cauză se face o mediere a lui $\mu$ peste numărul q de celule cercetate rezultând:

$$\mu = \frac{1}{q} \sum_{n=0}^{q-1} \mu_{n+1} = \frac{N_u}{q'} + \Delta \dot{f}_c (1 + kP_{FA}) +$$

$$+ \frac{1}{2} \Delta \dot{f}_c \tau_d^2 \left[ q (1 + kP_{FA})^2 + k^2 P_{FA} (1 - P_{FA}) \right] \qquad (5)$$

Cum valoarea medie totală a incrementului de fază trebuie să fie egală cu numărul total de celule cercetate rezultă:

$$\mu q = \sum_{n=0}^{q-1} \mu_{n+1} = N_u \qquad (6)$$

(s-a presupus că $|\Delta f_c|$ şi $|\Delta f_c'|$ sunt suficient de mici astfel încât $\mu_{n+1} > 0$ , n = 0, 1, . . . , q-1, astfel încât căutarea se desfăşoară într-o singură direcţie şi anume cea dictată de incrementul de fază al codului local).

Înlocuind q cu $Nu/\mu$ în ecuaţia (3.36) rezultă o ecuaţie de gradul 2 în $\mu$:

$$\mu^2 - \mu \left[ \frac{N_u}{q'} + \Delta f_c \tau_d (1 + kP_{FA}) + \frac{1}{2} \Delta \dot{f}_c \tau_d^2 k^2 P_{FA} (1 - P_{FA}) \right] -$$

$$- \frac{1}{2} \Delta \dot{f}_c \tau_d^2 N (1 + kP_{FA})^2 = 0 \qquad (7)$$

Utilizând notaţiile:

$$A = 1$$

$$B = \frac{N_u}{q'} + \Delta f_c \tau_d (1 + kP_{FA}) + \frac{1}{2} \Delta \dot{f}_c \tau_d^2 k^2 P_{FA} (1 - P_{FA})$$

$$C = \frac{1}{2} \Delta \dot{f}_c \tau_d^2 N (1 + kP_{FA})^2 = 0 \qquad (8)$$

$$\mu = \frac{B}{2A} \left[ 1 + \sqrt{\frac{1 + 4AC}{B^2}} \right]$$

media timpului de achiziţie şi dispersia acestuia în prezenţa vitezei şi acceleraţiei Doppler sunt date de:

$$\overline{T^2_{ACQ}} = \frac{(2 - P_d)(1 + KP_{FA}) N \tau_d}{2 P_D \left[ \frac{B + \sqrt{1 + \frac{4AC}{B^2}}}{2A} \right]} \qquad (9)$$

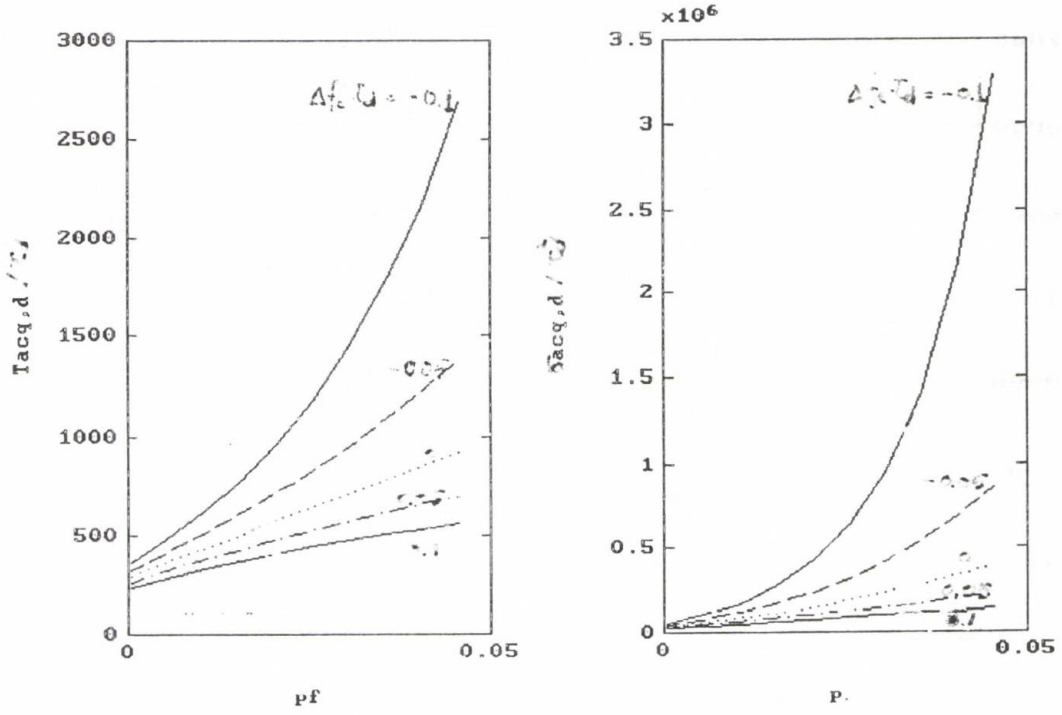



Figura 2 - Reprezentarea $T_{ACQ}$ (a) și $\sigma^2_{ACQ}$ (b) în funcție de $P_D$ ,
având ca parametru viteza Doppler ( $\Delta f_c \tau_d$ ) când $P_{FA} = 0,95$ iar accelerația Doppler este nulă.

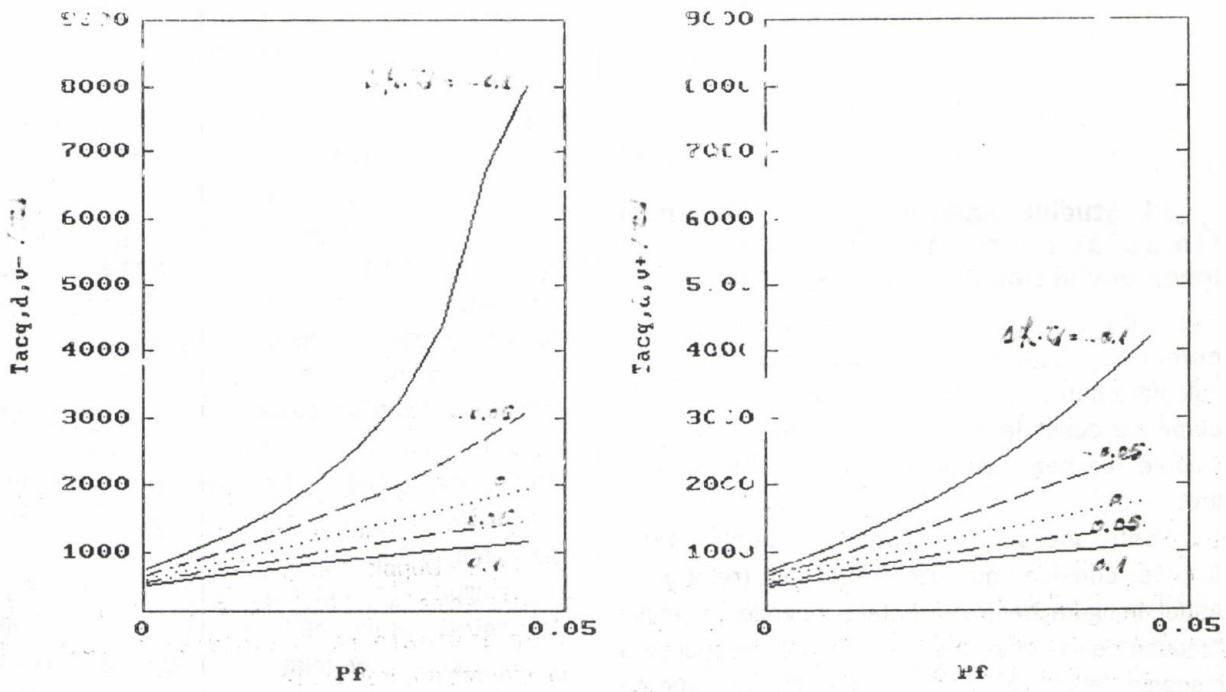



Figura 3 - Reprezentarea $T_{ACQ}$ în funcție de $P_D$, având ca parametru
viteza Doppler ( $\Delta f_c \tau_d$ ) când $P_{FA} = 0.95$ iar accelerația Doppler este $\Delta f_c \tau_d = -10^{-4}$ (a), respectiv $10^{-4}$ (b).

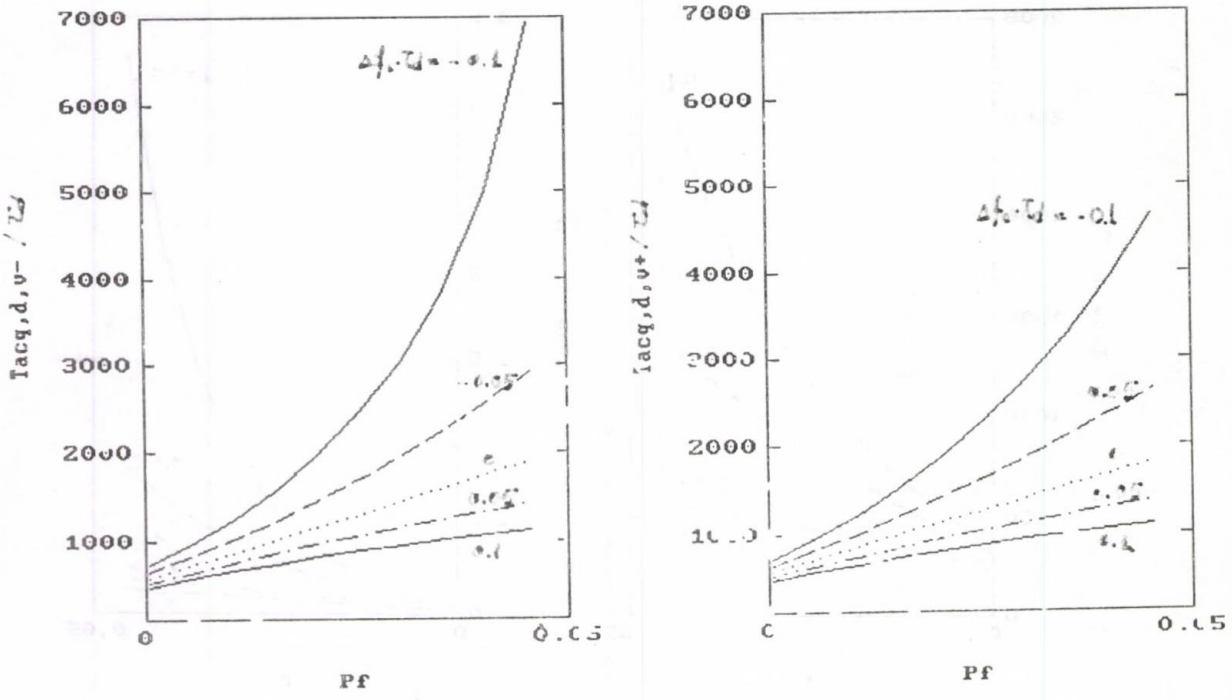



Figura 4 - Reprezentarea $T_{ACQ}$ în funcție de $P_D$ , având ca parametru viteza Doppler ($\Delta f_c \tau_d$) când $P_{FA} = 0.95$ iar accelerația Doppler este $\Delta f_c \tau_d = 5 \times 10^{-5}$ (a) , respectiv $5 \times 10^{-5}$ (b).

$$\sigma^2_{ACQ} = \frac{\tau_d^2 (1+KP_{FA})^2 N_u^2 \left(\frac{1}{12} + \frac{1}{P_D^2} - \frac{1}{P_D}\right)}{\left[\frac{B + \left(1 + \sqrt{1 + \frac{4AC}{B^2}}\right)}{2A}\right]^2} \quad (10)$$

## III. Studiul variației mediei și dispersiei timpului de achiziție în prezența fenomenului Doppler prin calculul numeric

În continuare vor fi prezentate rezultatele numerice obținute prin simulare cu ajutorul calculatorului pentru timpul de achiziție mediu și dispersia acestuia în cazul prezenței fenomenului Doppler pe baza relațiilor dezvoltate în capitolul precedent.

Pentru început se va studia influența vitezei Doppler considerând accelerația nulă (relația 3). Astfel, în figura 2 este prezentată dependența mediei timpului de achiziție $T_{ACQ}/\tau_d$ (fig. 2a) respectiv a dispersiei acestuia $\sigma^2_{ACQ}/\tau_d^2$ (fig. 2b) în funcție de probabilitatea de detecție fiind considerată $P_D$=0.95, și având drept parametru viteza Doppler $\Delta f_c \tau_d \in \{-0,1; -0,05; 0; 0,05; 0,1\}$; lărgimea regiunii de incertitudine este de 512 celule iar penalizarea pentru alarmă falsă este $K\tau_d = 50$.

Se observă că pentru valori negative ale vitezei Doppler timpul de achiziție mediu crește în timp ce pentru valori pozitive scade. Astfel, pentru parametrii fixați ($P_D = 0,95$; $P_{FA} = 0.05$) $T_{ACQ}$ variază între 500 (pentru $\Delta f_c \tau_d = 0,1$ ) și 2500 de intervale de dwell (pentru $\Delta f_c \tau_d = 0,1$ ). Având în vedere că sensul vitezei Doppler nu este cunoscut, această variație de circa 6 ori a timpului mediu de achiziție este foarte neplăcută din punct de vedere al recepției. În figura 2b este reprezentată dispersia timpului de achiziție în funcție de probabilitatea de alarmă falsă în aceleași condiții ; se poate vedea că aceasta are o comportare asemănătoare cu cea a mediei (lucru observabil de altfel și din relația 3), variațiile sale fiind cuprinse între $0,25 \times 10^4 \tau_d^2$ și $3,5 \times 10^4 \tau_d^2$ pentru valoarea maximă a lui $P_{FA}$.

În figurile 3 și 4 este reprezentată media timpului de achiziție atunci când există atât viteză cât și accelerație Doppler (relațiile 9 și 10): având în vedere că dispersia acestuia are o comportare asemănătoare reprezentarea acesteia s-a considerat a fi irelevantă.

Astfel, în figura 3 este reprezentat $T_{ACQ}$ în funcție de $P_{FA}$ pentru viteza $\Delta f_c \tau_d \in \{-0,1; -0,05; 0; 0,05; 0,1\}$ și pentru accelerația $\Delta \dot{f}_c \tau_d = -10^4$ (fig. 3a) respectiv $\Delta \dot{f}_c \tau_d = 10^4$ (fig 3b). Se observă că pentru accelerații negative timpul de achiziție mediu crește (ajungând până la 9000 de intervale de dwell pentru $\Delta f_c \tau_d = 0,1$, $\Delta \dot{f}_c \tau_d^2 = 10^4$ și $P_{FA} = 0,05$) în timp ce pentru accelerații pozitive acesta scade (ajungând până la 1000 de intervale de dwell pentru $\Delta f_c \tau_d = 0,1$, $\Delta \dot{f}_c \tau_d^2 = 10^4$ și $P_{FA} = 0,5$).

De asemenea, pentru o anumită valoare fixată a vitezei (de exemplu pentru $\Delta f_c \tau_d = 0$ - curba a treia) schimbarea semnului accelerației duce la o scădere de 3 ori a timpului mediu de achiziție.

În figura 4 s-a reprezentat de asemenea $T_{ACQ}$ în funcție de $P_{FA}$ pentru aceleași viteze $\Delta f_c \tau_d \in \{-0,1; -0,05; 0; 0,05; 0,1\}$ și pentru accelerația $\Delta \dot{f}_c \tau_d^2 = -5 \times 10^{-5}$ (fig.4a) respectiv $\Delta \dot{f}_c \tau_d^2 = 5 \times 10^{-5}$ (fig. 4b).

Se observă că în acest caz variațiile sunt mult mai puțin dramatice decât în cazul precedent, fiind cuprinse între 7000 intervale de dwell (pentru $\Delta f_c \tau_d = -0,1$, $\Delta \dot{f}_c \tau_d^2 = -5 \times 10^{-5}$ și $P_{FA} = 0,5$ și 1000 intervale de dwell (pentru $\Delta f_c \tau_d = 0,1$, $\Delta \dot{f}_c \tau_d^2 = 5 \times 10^{-5}$ și $P_{FA} = 0,5$).

Pentru o viteză constantă (de exemplu pentru $\Delta f_c \tau_d = 0$ - curba a treia ) $T_{ACQ}$ variază între 2500 și 3000 de intervale de dwell când $P_{FA} = 0,5$. Se observă deci că prezența vitezei și accelerației Doppler poate duce la variații ale timpului mediu de achiziție de până la un ordin de mărime.

În final trebuie să remarcăm faptul că formulele deduse în paragraful precedent sunt valabile numai pentru viteze $|\Delta f_c| < 0.1 \tau_d^{-1}$ și accelerații $|\Delta \dot{f}_c| < 10^{-4} \tau_d^{-2}$. Având însă în vedere că $\tau_d$ (timpul de integrare asociat unei poziții a codului) este de ordinul de mărime al unei perioade de cod, această restricție este mai mult decât acoperitoare.

## BIBLIOGRAFIE


[1.] A. Paopulis - "Probability, Random Variables and Stochastic Signals", III'rd edition, McGraw-Hill, New-York, 1991

[2.] J.K. Holmes, C.C. Chen - "Acquisition time performance of PN spread spectrum systems", IEEE Trans. Comm., COM 25, Aug. 1997

[3.] J.G. Proakis - "Digital Communications", II'nd edition, McGraw-Hill, New-York, 1989

[4.] G. Copper, C. McGillem - "Modern Communications and Spread Spectrum", McGraw Hill, New-York, 1986

[5.] D.M. DiCarlo, C.L. Webber - "Statistical performance of single dwell serial synchronization systems", IEEE Trans. Comm., COM 28, Aug. 1980.

# Sumarea semnalelor modulate Delta

***S.I.Ing. Lucian IOAN, As.Ing. Tudor TARABASANU-MIHĂILĂ** **

*Cuvinte cheie: teleconferință, modulația delta, semnal de grup, distribuitor de canal, detector de vorbă, memorie RAM.*

*Printre serviciile suplimentare oferite curent în rețelele actuale de telecomunicații, se numără și teleconferința. În cazul mixării de semnale vocale modulate delta, dispozitivul ce îndeplinește această funcție prezintă anumite particularități. Ele sunt generate de lipsa sincronizării de cuvânt proprie semnalelor modulate delta. Prezentarea diverselor tehnici de implementare a unui astfel de echipament echipament constituie obiectul acestui articol.*

O sumare numerică, directă, a mai multe semnale modulate delta, nu poate fi adoptată în proiectarea unui astfel de circuit deoarece ea va avea ca rezultat o succesiune cvasiconstantă de biți de valoare "1". Aceasta deoarece, o parte dintre semnalele de sumat provin de la participanți la teleconferință care ascultă, deci care nu vorbesc. În acest caz, semnalele numerice emise de aceștia urmează secvența caracteristică : "10101010...", deci este suficientă o singură suprapunere a două astfel de secvențe defazate cu un bit pentru a "îneca" complet semnalul de grup.

De aceea, pentru sumarea unui număr relativ mare de semnale modulate, se poate adopta o soluție ce se bazează pe o mixare analogică. Pentru aceasta, semnalele de sumat sunt aduse la forma lor analogică, prin decodare, iar semnalul de grup, analogic, se supune unei modulații delta pentru a putea fi compatibil cu rețeaua în care este utilizat.

Schema bloc, din figura 1, reprezintă un astfel de sumator de semnale modulate delta.

Blocurile de scădere din schemă au rolul de a extrage din semnalul de grup, pe calea fiecărei ieșiri în parte, semnalul de intrare corespunzător, eliminând astfel efectul de "ecou" la recepție.

Realizarea unei sumări numerice nerestrictive este posibilă dacă, din sumă, sunt excluși acei termeni ce corespund participanților ce tac. O schemă bloc a unui sumator delta ce respectă această condiție este dată în figura 2.

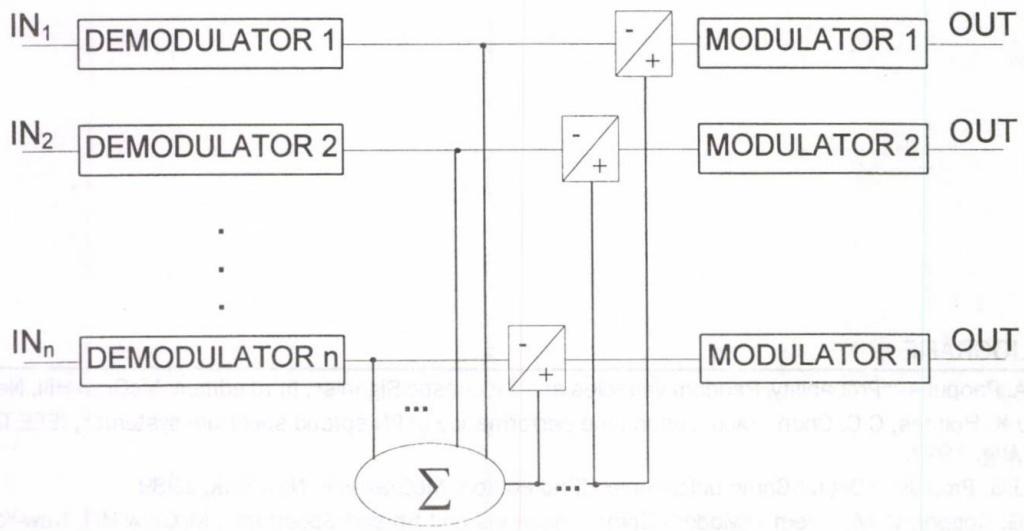



Figura 1 - Sumator delta fără restricție

* Universitatea "Politehnica" București

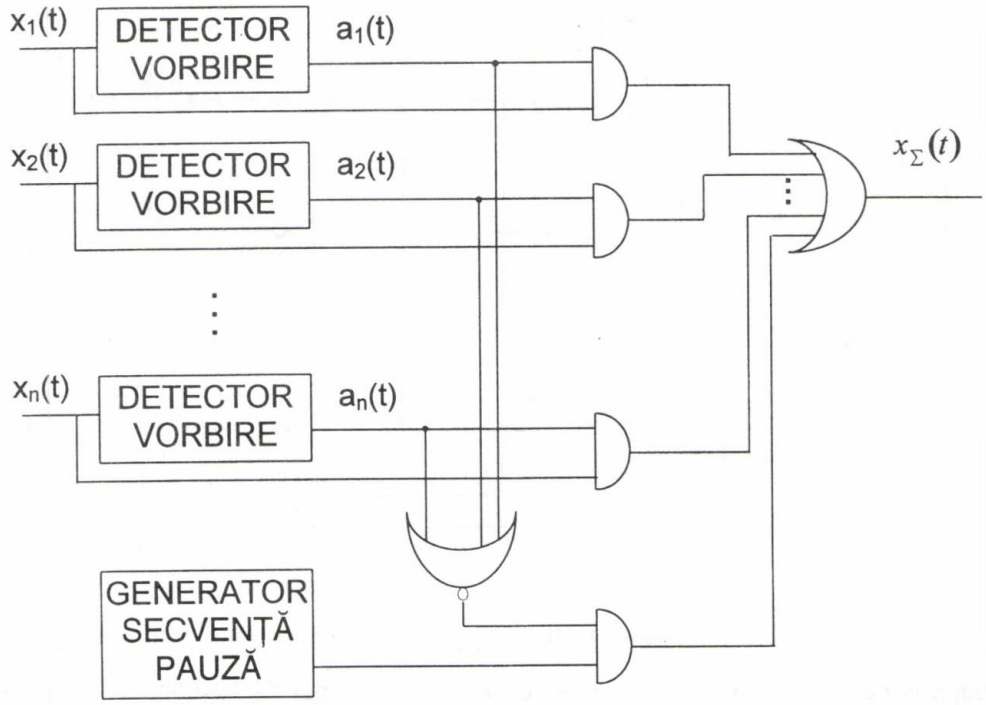



Figura 2 - Sumare delta nerestrictivă. Varianta complet numerică

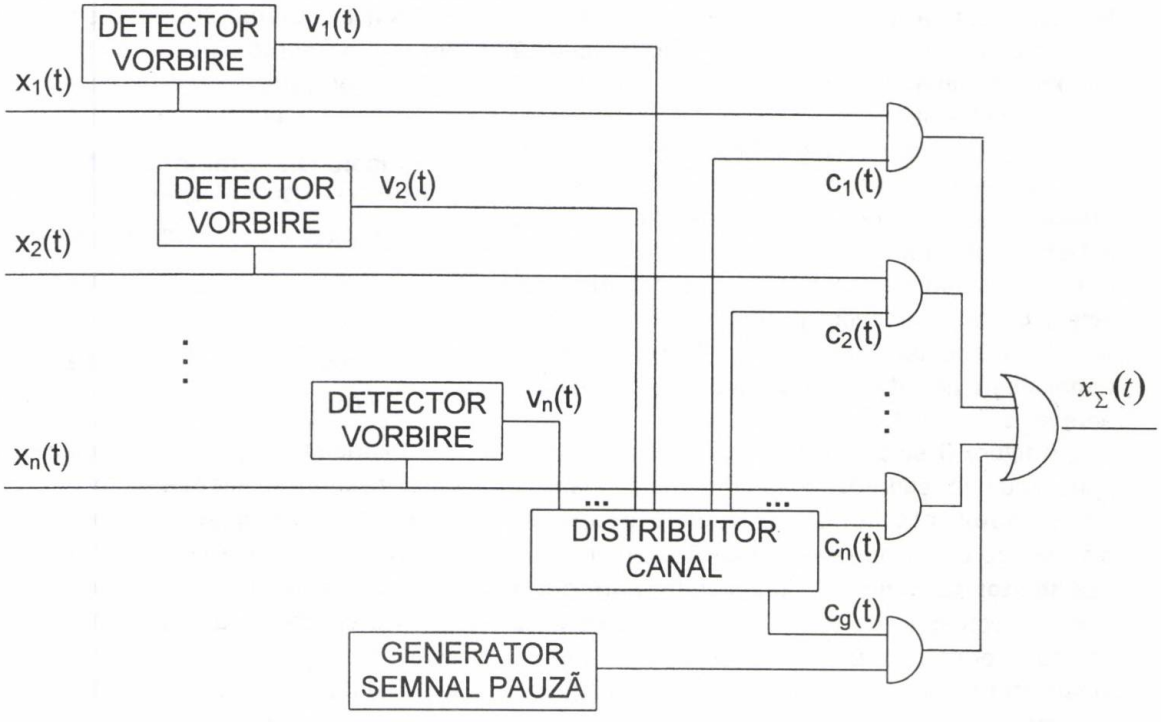



Figura 3 - Sumator delta cu restricție la o persoană

În alcătuirea acestei scheme apare pe traseul fiecărui semnal de intrare în sumator un circuit care are rolul de a "supraveghea" linia de semnal și de a semnala prezența secvenței numerice caracteristice tăcerii : "0101010...". Nivelul generat la ieșirea acestui circuit, denumit **detector de vorbire**, controlează, astfel, accesul semnalului urmărit la intrarea în sumatorul propriu-zis.

Rezultatul sumării va conține, deci, doar semnalele active de la intrarea în circuit.

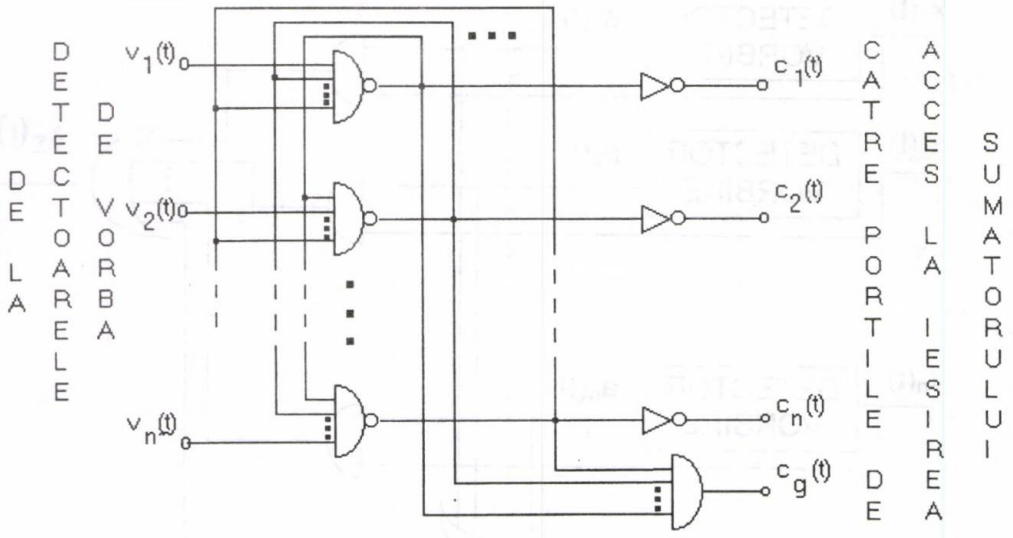



Figura 4 - Distribuitor de canal fără prioritate

Situaţia în care toate semnalele sunt inactive, ar conduce la o secvenţă de ieşire din sumator cu conţinut doar de biţi de nivel "0". Această comportare de nedorit este evitată prin adăugarea în montaj a unui generator de secvenţă de pauză. Ieşirea acestuia, pe care se generează continuu secvenţa "0101010..."este conectată, în această situaţie, la sumator, semnalul de grup $x_{\Sigma}(T)$ fiind de aceeaşi formă.

Pentru simplificarea schemei şi creşterea fidelităţii audio, sumarea delta se poate face şi limitând accesul la semnalul de grup. Limita extremă este unu. În acest caz "calea comună" este accesibilă pe toată durata conferinţei unui singur participant. Acest participant nu este însă tot timpul acelaşi, ca în instalaţiile gen interfon. Canalul este alocat unui alt vorbitor, când vorbitorul anterior a terminat de vorbit.

În figura 3 se prezintă schama de principiu a unui circuit ce realizează o astfel de funcţionare.

Componenta schemei care se ocupă de distribuirea canalului comun poartă denumirea de **distribuitor de canal**. El culege informaţii de la toate detectoarele de vorbă din schemă. Pe baza acestora, el permite unui singur semnal de intrare în sumator să se regăsească în semnalul de grup.

Pentru modul de luare a deciziei, care intrare să fie conectată la ieşirea circuitului, se poate opta pentru: lipsa unei ierarhii a intrărilor, existenţa unei ierarhizări prestabilite, posibilitatea configurării ierarhiei la început de teleconferinţă.

Din prima categorie face parte şi circuitul prezentat în figura 4.

Modul de funcţionare al acestui montaj este conform cu graful de tranziţii prezentat în figura 5. Pentru simplitate s-a ales cazul unui distribuitor pentru trei intrări, întocmirea grafului de tranziţii pentru un circuit cu mai multe intrări urmând acelaşi principiu. Stările înscrise în diagramă corespund comenzilor de validare generate de distribuitor către porţile de acces ale intrărilor în circuitul SAU. Ele sunt prezentate în tabelul 1.

**Tabelul 1. Stările distribuitorului de canal pentru trei intrări. Varianta fără prioritate**

| STARE | COMANDA DE VALIDARE |
|---|---|
| 0001 | **Ieşire generator de pauză** |
| 1000 | Ieşire "1" |
| 0100 | Ieşire "2" |
| 0010 | Ieşire "3" |

Distribuitorul pleacă din starea iniţială "0001", ce corespunde accesului în canalul comun al semnalului emis de generatorul de pauză. Tranziţia în altă stare se face o dată cu modificarea semnalelor primite de la detectoarele de vorbă. Eventualele combinaţii ce conţin mai mult de un bit activ duc la o selectare aleatorie, a intrării de legat la canalul comun. Aceasta se datorează timpilor de propagare diferiţi de la o poartă la alta. O dată ocupat, canalul este menţinut de semnalul activ până în momentul dezactivării detectorului de vorbă corespunzător. Eliberarea canalului conduce în continuare, funcţie de informaţia primită de la detectoarele de vorbă, la o tranziţie obligatorie într-una din stările distribuitorului de canal.

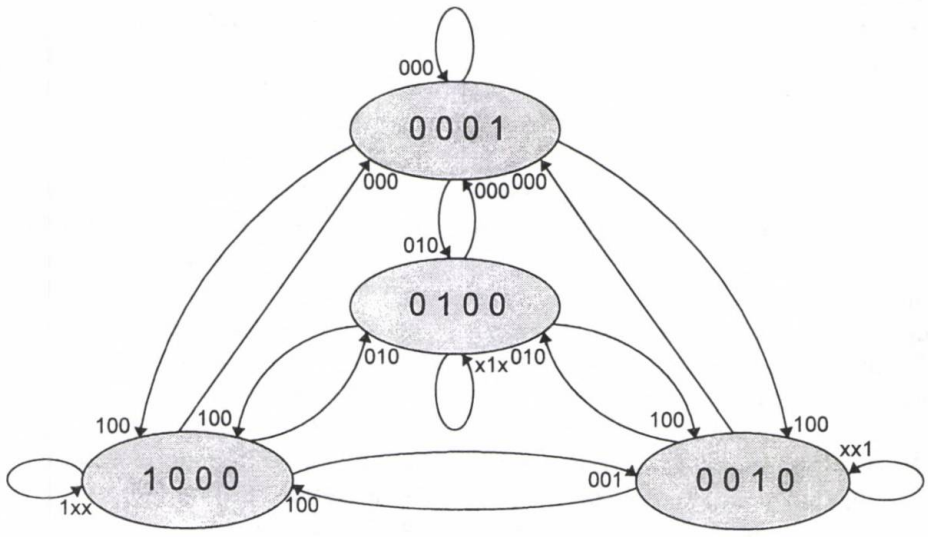



Figura 5 - Graful de tranziții al distribuitorului de canal fără prioritate

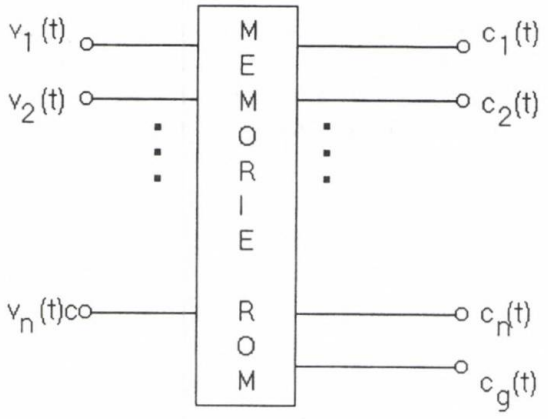



Figura 6 - Distribuitor de canal cu prioritate

Din categoria distribuitoarelor cu prioritate aparține circuitul prezentat în figura 6.

În acest caz, intrările în sumator nu au aceeași prioritate, ocuparea canalului de grup făcându-se la intrarea activă cu cea mai mare prioritate.

Ordinea priorităților, pentru intrările în circuit, este stabilită intern o dată cu realizarea sa practică. Stabilirea priorităților pentru participanții la teleconferință se face alocând acestora, pe baza unui anumit criteriu, intrările în dispozitivul de teleconferință. În acest sens, conectările la intrări se pot face pe baza informației deținute de UC referitoare la gradele de prioritate pe care le dețin abonații în rețea, sau sub comanda inițiatorului de teleconferință. În acest caz ierarhizarea se face în ordinea transmiterii numerelor de telefon ale abonaților cu care se dorește stabilirea unei convorbiri simultane.

Revenind la schema din figura 6 se observă că reprezintă o singură memorie de tip ROM care pe liniile de adrese primește informație de la toate detectoarele de vorbă. Conținutul memoriei este astfel înscris încât, pe liniile de date, ce controlează intrările semnalelor de sumat în sumator, să existe în orice situație un singur bit activ.

Informațiile de acest gen trebuie astfel memorate în memorie pentru ca în cazul în care o intrare în sumator a ocupat calea comună doar un semnal cu prioritate superioară, prin activarea sa, să-i poată lua locul. În tabelul 2 se prezintă o posibilă înscriere de informație într-o memorie ROM care deservește un sumator cu 8 intrări, cu ordinea de prioritate, în ordine descrescătoare : intrarea 1, intrarea 2, etc...

Notația "x", din tabel, reprezintă orice combinație pentru bitul respectiv, iar ultima adresă, prin generarea sa, conduce la ocuparea canalului comun de generatorul de semnal de pauză.

**Tabelul 2. Conținutul memoriei distribuitorului de canal cu prioritate**

| ADRESE | CONȚINUT |
|---|---|
| 1xxxxxxx | 100000000 |
| 01xxxxxx | 010000000 |
| 001xxxxx | 001000000 |
| 0001xxxx | 000100000 |
| 00001xxx | 000010000 |

| | |
|---|---|
| 000001 xx | 000001000 |
| 0000001x | 000000100 |
| 00000001 | 000000010 |
| 00000000 | 000000001 |

O soluție simplă de realizare a unui sumator cu restricție la un singur semnal este prezentată în figura 7.

Remarcabil, față de celelalte soluții, este utilizarea unui singur detector de vorbă, plasat pe calea comună a grupului.

"Ascultarea" liniilor de intrare se face prin conectarea, pe rând, a ieșirii multiplexorului din figură la fiecare linie de intrare. Acested conexiuni se fac sub controlul unui generator de adrese ce își schimbă starea atât cât detectorul de vorbire nu este activat.

Sesizarea ieșirii din starea de repaus a unei intrări duce la inhibarea astabilului din generatorul de adrese, numărătorul oprindu-se pe respectiva intrare în multiplexor. Reluarea căutării, deci generarea secvențială de adrese, fiind posibilă când detectorul de vorbă este dezactivat.

Privit din punct de vedere al priorității, acest gen de sumator are în componența sa un distribuitor de canal la care nu este definită nici o ierarhie. În realitate, prioritatea la ocuparea canalului există, ea depinzând de diferențele relative între adresa antevorbitorului și adresele celor ce intră în dialog.

Atunci când se dorește ca pe durata unei teleconferințe să existe posibilitatea intervenției în discuție, limita de acces trebuie cunoscută.

Dispozitivele care realizează o astfel de sumare se pot concepe prin combinarea soluțiilor oferite anterior. Astfel, componenta care se ocupă cu selectarea intrărilor poate fi concepută similar cu cele obținute prin sumare cu restricție la o persoană, iar sumatorul propriu-zis poate urma, în proiectarea sa, una din căile oferite de tehnicile sumării fără restricție.

Schema electrică, de principiu, din figura 8, corespunde unui sumator delta cu restricție la 2 persoane.

Selectarea semnalelor ce se supun sumării numerice se face cu ajutorul a două multiplexoare. Adresele intrărilor ce se conectează la ieșirile acestora sunt oferite de două generatoare de adrese. Avansul acestor generatoare, de la o adresă la alta, este permis atât timp cât

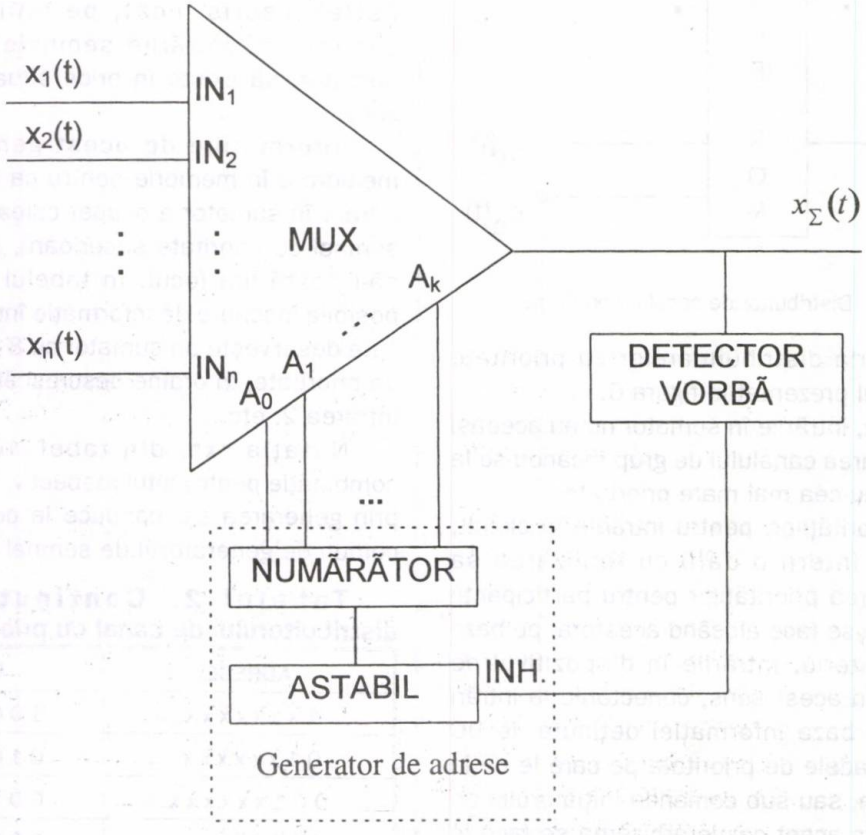



Figura 7. Sumator delta cu restricție la o persoană

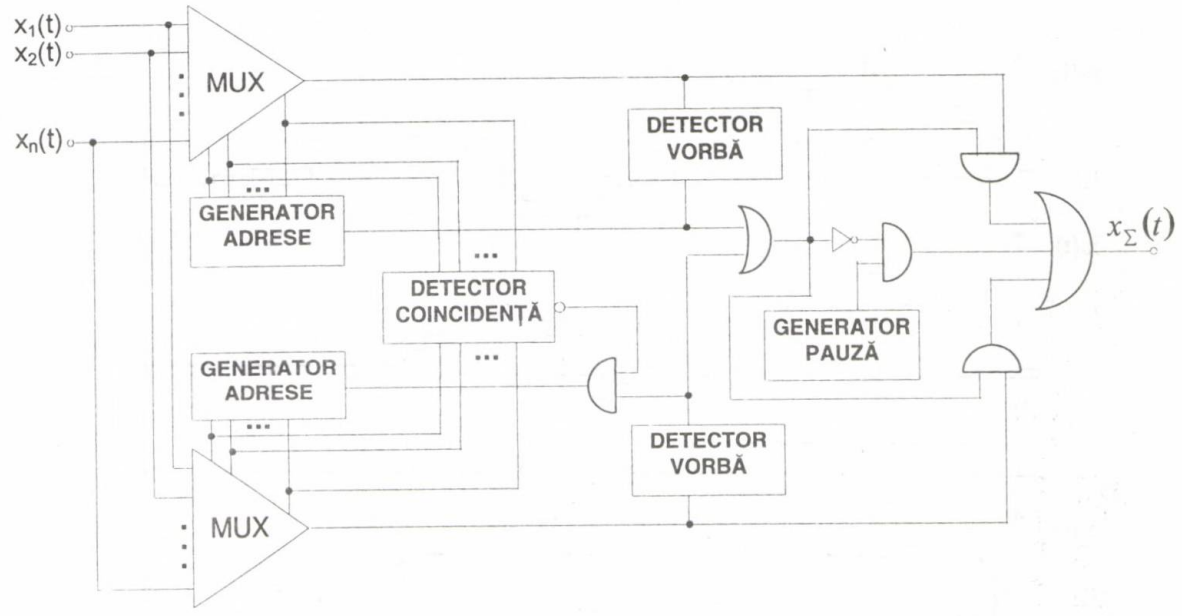



Figura 8. Sumator delta cu restricție la 2 persoane

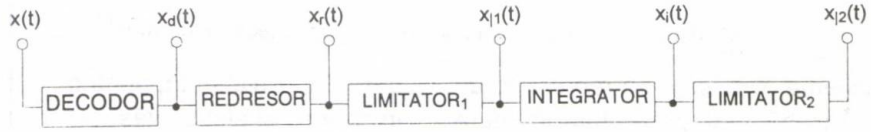



Fig. 9. - Schema bloc a detectorului de vorbă

detectoarele de vorbă, corespunzătoare, nu sunt activate. Pentru a nu parcurge aceleași adresa, sensurile de generare ale acestora sunt opuse, unul numără crescător, iar celălalt descrescător.

La cele trei intrări ale sumatorului numeric, concretizat printr-o poartă SAU, sunt conectate, prin intermediul unor porți de validare, ieșirile celor două multiplexoare și ieșirea generatorului de semnal de pauză. Semnalul sumă, obținut la ieșirea porții SAU, corespunde, funcție de stările detectoarelor de vorbă, la o sumare numerică a două semnale delta, din care cel puțin unul este activ, sau la o secvență de pauză ("0101010...") provenită de la generatorul de pauză, în cazul în care semnalele, pe ambele ieșiri ale multiplexoarelor, sunt inactive. S-a adoptat soluția introducerii unui generator de pauză, pentru a evita generarea, pe ieșirea sumatorului, a unei secvențe continue de biți de "0", sau de "1", provenită de la însumarea a două semnale inactive, defazate cu un bit. Această situație, dacă apare, nu durează prea mult încât, astfel încât, dacă se dorește o realizare mai simplă, se poate renunța la generatorul de pauză. În acest caz, momentele de pauză în convorbire sunt mai "zgomotoase", peste zgomotul de cuantizare suprapunându-se, pe durata de comutare adrese, semnalele corespunzătoare sumei de semnale de pauză defazate cu un bit.

În toate schemele de sumatoare ce au fost prezentate, se utilizează un circuit numit "detector de vorbă". El are rolul de a semnala, în montaj, că linia pe care o sondează există sau nu, activitate sonoră.

De modul în care el funcționează, depinde buna desfășurare a serviciului de teleconferință oferit de circuitul care îl înglobează. Pentru ca mesajele verbale să nu fie trunchiate, prin ștergerea sunetelor de început, sau prin întreruperea comunicării, trebuie impuse din proiectare anumite restricții ce depind de caracteristicile unei comunicări orale. Acestea se referă la modul de desfășurare a unei discuții în care înțelegerea unei silabe este încă posibilă și în urma pierderii la recepție a primelor 4-5 ms de semnal audio, și în care există atât pauze între cuvinte, între propoziții, etc..., cât și de încheiere de expunere.

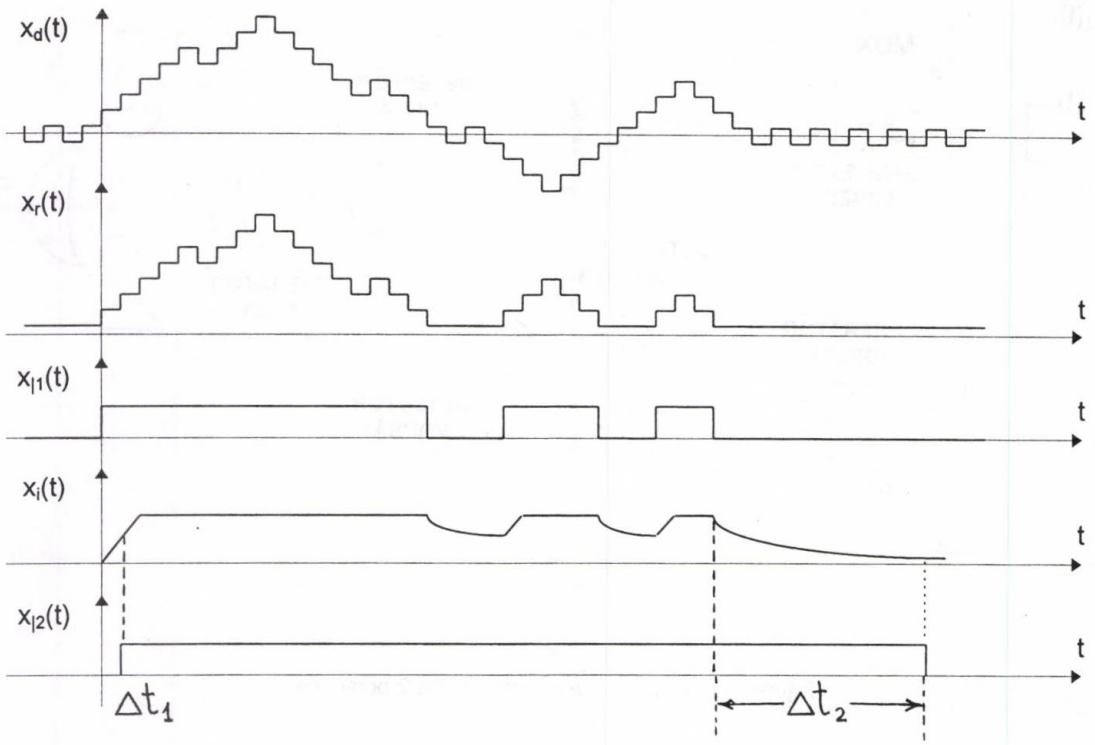



Fig. 10. - Forme de undă ale semnalului din detectorul de vorbă

O posibilă schemă bloc, care să reprezinte un circuit detector de vorbă, este prezentată în figura 9. Notațiile utilizate au următoarea semnificație:

- "x(t)" : semnalul de sondat
- "$x_d(t)$" : semnalul obținut după o decodare parțială a semnalului testat
- "$x_r(t)$" : semnalul obținut prin redresarea dublă alternanță a semnalului $x_d(t)$
- "$x_{l1}(t)$" : semnalul obținut la ieșirea primului limitator din schemă
- "$x_i(t)$" : semnalul obținut prin integrarea (limită) a semnalului $x_{11}(t)$
- "$x_{l2}(t)$" : semnalul obținut prin limitarea semnalului $x_i(t)$

Funcționarea acestui circuit este prezentată în continuare prin intermediul diagramelor din figura 10.

La ieșirea decodorului, care poate fi complet, sau doar parțial (așa cum s-a considerat în figură) se obține semnalul $x_d(t)$ în a cărui desfășurare se regăsesc atât oscilații corespunzătoare sunetelor generate la emisie, cât și secvențe caracteristice momentelor de tăcere, traduse la recepție în zgomot de cuantizare. Acest semnal este redresat dublă alternanță în etajul următor, pentru a putea fi oferit în continuare unui etaj limitare cu un singur prag.

Semnalul obținut după prima limitare, este supus unei operații de integrare necesară pentru a putea sesiza ulterior, printr-o nouă limitare situațiile în care semnalul se găsește în vecinătatea lui zero pe o durată mai mare de timp. Astfel, după scurgerea intervalului $\Delta t_1$, semnalul de la ieșirea celui de-al doilea limitator, $x_{l2}(t)$, trece în starea logică "1", ceea ce corespunde sesizării unui semnal activ la intrarea detectorului de vorbă. Pauzele scurte în vorbire, care au corespondent în semnalul $x_{l1}(t)$, nu mai sunt semnalate și la ieșirea detectorului, iar o pauză mai lungă se materializează, după depășirea duratei $\Delta t_2$, în dezactivarea ieșirii detectorului de vorbă.

Conform celor prezentate, buna funcționare a sumatoarelor care conțin astfel de detectoare de vorbă depinde de valorile ce sunt impuse din proiectare pentru intervalele $\Delta t_1$, respectiv $\Delta t_2$.

În toate schemele prezentate anterior debitului binar al semnalelor individuale și a celui de grup este același. Dacă aplicația acceptă modificări de debit, sumarea delta se poate realiza printr-o multiplexare în timp, de semnale provenite de la mai multe surse. În principiu, se pot grupa astfel oricâte semnale, dar în practică mixarea prin acest procedeu, a mai mult de două semnale, nu este aplicată. Aceasta deoarece, o creștere substanțială a debitului binar în linie impune utilizarea de linii de comunicație de abonat cu calități superioare ce nu se justifică la acest nivel. În plus, desfășurarea în bune

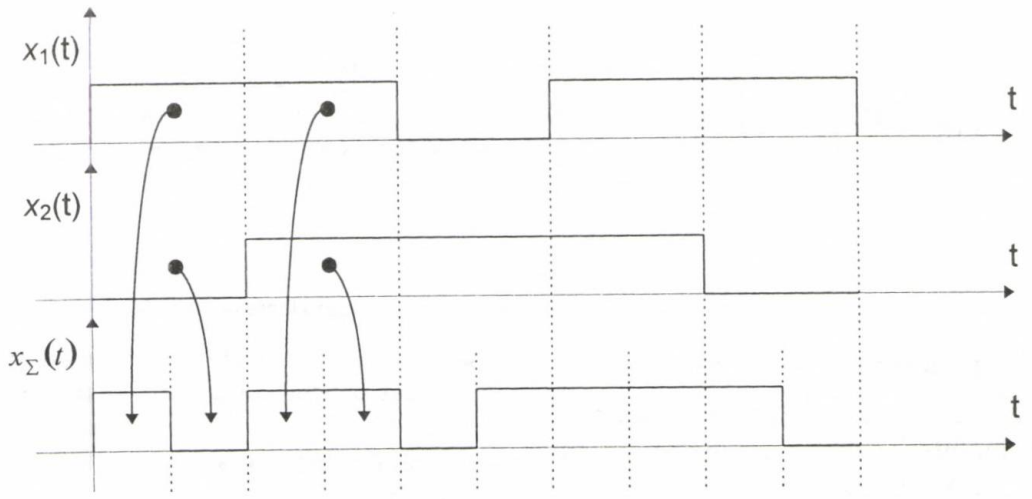



Fig. 11. - Sumarea prin multiplexarea a 2 semnale modulate delta

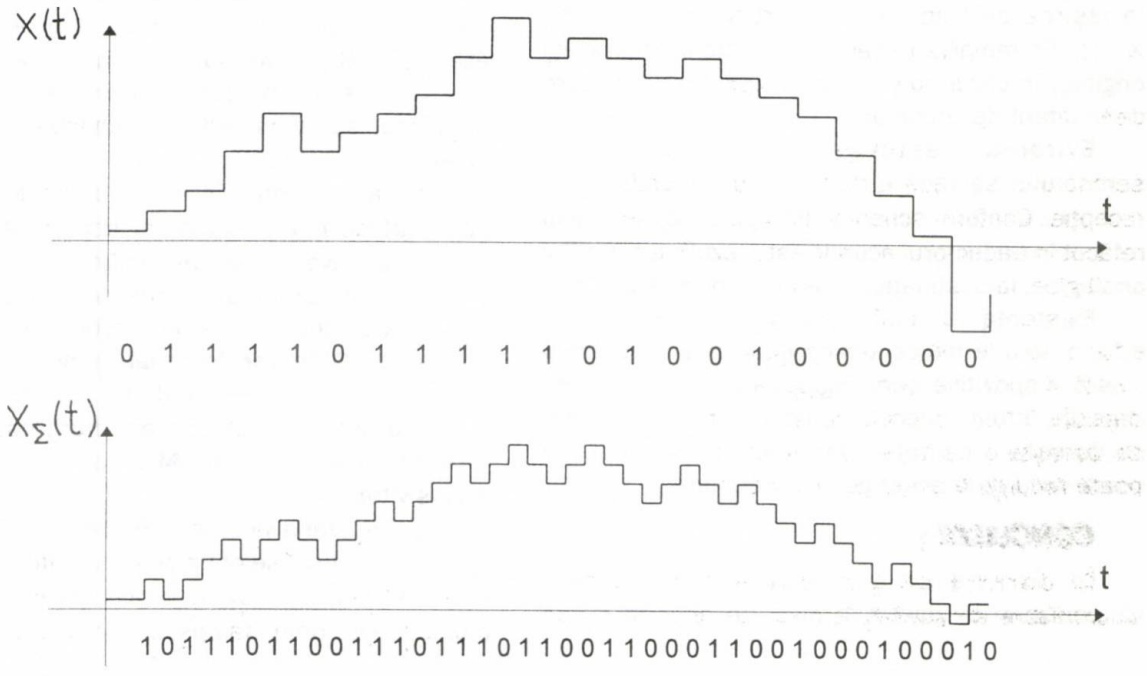



Fig. 12. - Sumarea cu schimbare de debit a unui semnal activ cu unul de repaus

condiţiuni a unei conferinţe, presupune ca simultan să nu vorbească mai mult de doi participanţi. Depăşirea acestui număr duce inevitabil la scăderea drastică a inteligibilităţii în rândul auditoriului.

Refacerea, în casca telefonică, din semnalul sumă (numeric), a informaţiei sonore, se poate executa fie utilizând un decoder ce lucrează la o frecvenţă corespunzătoare cu cea a debitului binar pe care îl prelucrează, fie distribuind, printr-o demultiplexare locală, secvenţa recepţionată la un număr de decodare egal cu cel al semnalelor sumate, semnalele audio rezultate urmând să fie mixate prin procedee analogice. Conform observaţiilor de mai sus, ambele soluţii vor fi discutate în continuare considerând că semnalul de decodat provine doar de la două surse.

În figura 11 se prezintă o posibilă secvenţă binară de recepţie, obţinută prin multiplexarea a două semnale modulate delta.

S-a notat cu :

- "$x_1(t)$", "$x_2(t)$", semnalele de sumat sub forma lor numerică;

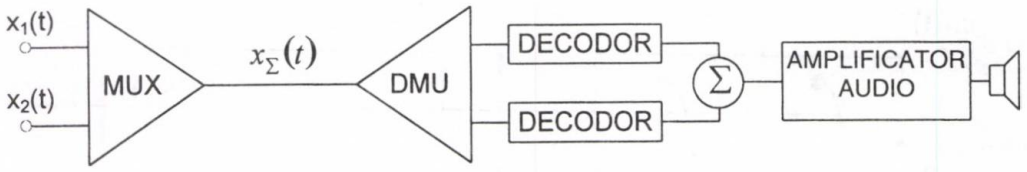



Fig. 13. - Sumator delta pentru două semnale, cu 2 decodoare la recepție

- "$x_\Sigma(t)$", semnalul sumă rezultat.

Figura 12, reprezintă semnalul obținut în decodor, înainte de filtrul de ieșire. El este rezultatul însumării unui semnal activ, $x_1(t)$, cu semnal de repaus, $x_2(t)$.

Diagramele conțin de asemenea, semnalul analogic corespunzător semnalului numeric activ, notat cu X(t), precum și semnalul analogic refăcut la ieșirea decodorului de la receptor, notat cu $X_\Sigma(t)$. Se remarcă ușoara perturbare a semnalului original, în cazul aplicării unui algoritm de culoare delta diferit de cel liniar.

Evitarea acestui gen de distorsionare a semnalului se face utilizând două decodoare la recepție. Conform schemei din figura 13, semnalul refăcut în traductorul acustic este rezultatul sumării analogice, la destinație, a semnalelor multiplexate.

Existența a două decodoare în terminal nu este o soluție neeconomică deoarece, în prezent există dispozitive care înglobează, într-o singură capsulă, întreg codecul. De aceea, în cazul în care se dorește o calitate superioară a recepției, se poate recurge la acest gen de însumare.

## CONCLUZII :

În dorința de a înzestra o rețea fără sincronizare de cuvânt la nivel de abonați cu un serviciu de largă utilitate, teleconferința, am tratat în acest articol subiectul : *sumarea semnalelor modulate în delta.* Acest lucru a fost necesar întrucât principile ce stau la baza realizării acestei funcții de rețea depind puternic de caracteristicile semnalelor de sumat. Pentru semnalele modulate delta, lipsa sincronizării de cuvânt permite o sumare printr-o dublă conversie (numeric-analogic, analogic-numeric) ori o sumare la nivel de bit. Plecând de la aceste premise, am prezentat în acest articol diferite soluții tehnice, parte din ele originale: sumare delta cu restricție la două persoane, sumarea delta cu schimbarea debitului binar.

Aplicarea uneia dintre ele depinde de gradul acceptat de complexitate al echipamentelor de rețea și de nivelul dorit de fidelitate.

În cazul sumărilor cu restricție la accesul în semnalul colectiv, sumatorul trebuie completat cu un circuit : **Detector de canal.** În acțiunile sale el poate ține cont de o eventuală ierarhie în rețea. Pentru o astfel de situație am oferit două soluții, cea cu memorii **ROM** aparținându-ne în exclusivitate.

Concretizând aceste scheme de principiu, în realizări practice, se obțin echipamente care, aflate sub controlul U.C. din centrale, permit conexiuni multiabonat - *omni sau pseudoomni direcționale.*

BIBLIOGRAFIE

1. Niculescu G. - Sisteme de comutație telefonică, I.P.B., 1988
2. Radu M., Stoica S., Marii V., Barcaru A. - Telefonie numerică, Editura militară, București, 1988
3. Lucian Ioan - Les codes independents ciclique, Buletin I.P.B., 1991
4. G.N.Kotovici, V.E. Lamekin - Proiectarea circuitelor pentru modulația delta, Editura Radio și Comunicații, Moscova, 1996.

# Triportul, divizor de putere, bisens

***Prof.dr.ing. George Gr. Rulea*** *

*Cuvinte cheie: Triport, divizor de putere, adaptare, putere disponibilă, raport de eficiență, factor de divizare.*

*Se stabilesc parametrii circuitului, în condițiile asigurării factorilor de divizare, astfel încât puterea debitată în sarcini să fie cât mai apropiată ca valoare de puterea disponibilă (cât mai aproape de transferul maxim de putere).*

## 1. INTRODUCERE.

**Într-o** lucrare anterioară, (1), s-au determinat relațiile între sarcinile rezistive și impedanțele caracteristice ale liniilor ce formează triportul divizor, bisens.

În cele ce urmează, se pune în evidență efectul factorilor de divizare asupra puterii debitate de generatoare, deci asupra raporturilor de efcicientă.

Se consideră triportul realizat cu linii microstrip (mod de propagare TEM). Lungimea de undă, în microstrip, trebuie să fie mare în raport cu dimensiunile transversale ale microstripului, astfel încât efectul discontinuității de la îmbinarea liniilor să fie neglijabil și triportul să poată fi modelat cu ajutorul a trei linii de transmisiune. Acest tip de divizor poate fi introdus în vitezometrele radar, utilizate în traficul rutier.

Generatorul, amplasat la poarta 1, debitează putere la poarta 2, unde este conectată antena și la poarta 3 a receptorului, figura 1.

La recepție, antena de la poarta 2, transmite semnalul la poarta 1 (la generator) și la poarta 3, la receptor.

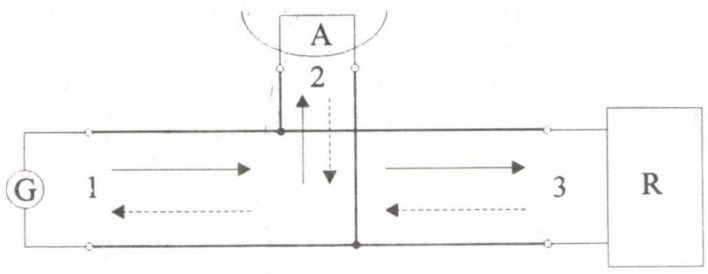



Figura 1 - Circuitul echivalent, cu linii, al triportului

Se lucrează cu radiație continuă și efect Doppler.

La recepție, interferența între semnalul recepționat și cel dat direct de generator, produce semnalul cu frecvența Doppler, frecvență aflată în domeniul audio. Întrucât sistemul lucrează în microunde, se poate considera că se operează la frecvență fixă (sistem de bandă îngustă).

Istoria tripoului divizor stripline (mod TEM) a început în 1960, când Wilkison (2), a descris un circuit ce separa un semnal în n semnale egale ca smplitudine și fază, la frecvență dată.

În 1965, Farad și Moynihan, (3), au prezentat un triport cu semnalele de la ieșire în fază, cu diferență arbitrară de amplitudine și cu sarcini rezistive. Triportul, folosit în acest caz, introduce cinci impedanțe caracteristice (în brațele 2 și 3 sunt conectate, în cascadă, două linii de impedanțe caracteristice diferite).

Peste trei ani, Cohn, (4), analizează o clasă de divizoare de egală putere și de bandă largă. Yee exemplifică, într-un articol din 1970, (5), modul de obținere a factorului de divizare, independent de frecvență, iar Ekinge, (6), combină, în 1971, circuitele propuse de Wilkison și Cohn.

Nagai și Matsumoto, (7), patru ani mai târziu, publică un articol cu privire la bazele teoretice ale liniilor cu n conductoare.

Bert și Kaminsky, (8), în 1980, realizează divizoare și combainere cu ajutorul celulelor Wilkinson, montate în cascadă.

Pornind de la același tip de celulă, Nyström, (9), propune o metodă de sinteză a divizorului de putere, în 1981.

* Universitatea "Politehnica" București

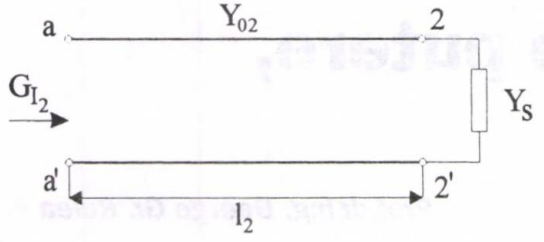



Figura 2 - Linia 2, la emisie

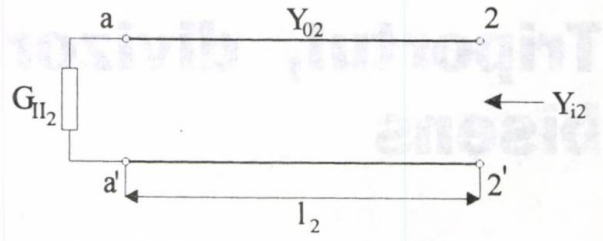



Figura 3 - Linia 2, la recepție

Utilizând MMIC active, Kamitsuna și Ogawa, (10), studiază, în 1993, un divizor de putere, de bandă foarte largă, între 7,2 și 21,6 GHz.

În prezenta lucrare este utilizat un triport cu divizarea puterii în două sensuri. Generatorul și antena nu debitează puterea disponibilă.

Condițiile, pentru triportul bisens, sunt, evident, mai dificile decât în cazul unisens, din lucrările citate mai sus.

Este esențial fatul că, în ipoteza liniei cu pierderi neglijabile, puterea reală medie, aplicată la intrarea liniei, se transmite integral sarcinei, indiferent de valoarea acesteia. (Valoarea sarcinii influențează mărimea puterii de la intrare).

În lucrare, se stabilesc relațiile de determinare ale raportului de eficiență, funcție de parametrii aleși ai circuitului, factorii de divizare fiind dați și menținuți constanți.

## 2. SUSCEPTANTE NULE

Kurokawa, (11), subliniază importanța metodei în simplificarea rezolvării unei probleme.

În cazul studiat, impunerea condițiilor de adaptare (în sensul puterii maxime) este incompatibilă cu factorii de divizare.

În aceste condiții, este util a se analiza, pe rând, brațul 2 și 1, la emisie și la recepție.

În emisie, brațul 2 arată ca în figura 2, admițându-se că $Y_S = G_S$, adică admitanțele sunt pur reale (susceptanțe nule).

Conductanța $G_{I_2}$ are expresia:

$$G_{I_2} = K_{23}\, G_3 \qquad (1)$$

(Întrucât brațul 3 nu este afectat de bisens, linia 3 poate fi considerată adaptată, $G_3 = Y_{03}$ ).

La recepție, situația în brațul 2, se prezintă ca în figura 3, unde $G_{II_2}$ este:

$$G_{II_2} = (K_{13} + 1)\, G_3 \qquad (2)$$

În cazul emisiei, parametrii, ce trebuiesc determinați, sunt:

$G_s, Y_{o2}$ și $t_2$ ( $t_2 = tg\beta 1_2$ )

În cazul recepției, dacă $Y_{02}$ și $t_2$ au fost determinați, trebuie calculat numai $Y_{i2} = G_{i2}$, iar raportul de eficiență se exprimă în funcția de $G_S$ și $G_{1_2}$.

Dacă $G_S$ a fost ales, problema devine clasică, adică aceea a unei linii pentru care se cunosc impedanțele de sarcină și de intrare și trebuie să se determine impedanța caracteristică și lungimea (12).

În acest caz, impedanța caracteristică $Z_o$ și lungimea liniei l, , se determină cu relațiile:

$$Z_o = \frac{X_s - X_i}{R_s - R_i} \sqrt{(R_s X_i + R_i X_s) + R_i R_s - X_i X_s} \qquad (3)$$

$$t = \frac{R_s - R_i}{R_s X_i + X_s R_i} Z_o \qquad (4)$$

unde:

$$t = tg\, 2\pi \frac{2}{\lambda}$$

Sunt de remarcat următoarele:

- a) Se pot înlocui:
  $R_s$ <---> $R_i$ și $K_s$ <---> $X_i$
  și valoarea impedanței caracteristice rămâne aceeași, altfel spus, impedanțele sunt impedanțe de capăt, pentrucă oricare poate fi considerată sarcină sau impedanță de intrare.
- b) Dacă $X_i = X_s = 0$, adică impedanțele de capăt sunt pur rezistive, rezultă linia în:
  $\frac{\lambda}{4}$ .
- c) Dacă se face schimbarea:
  $R_s$<---> $R_i$ și $X_s$<---> $X_i$ , t schimbă de semn.

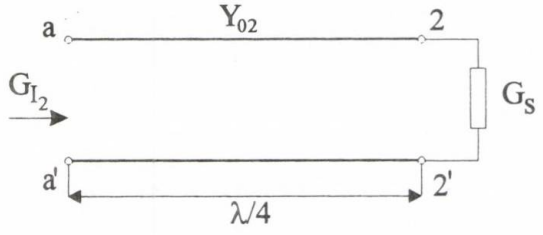



Fig. 4 - Linia 2, în $\frac{\lambda}{4}$, la emisie

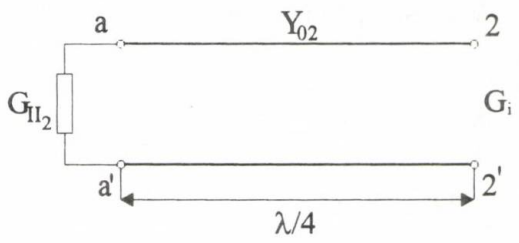



Figura 5 - Linia 2, în $\frac{\lambda}{4}$, la recepție

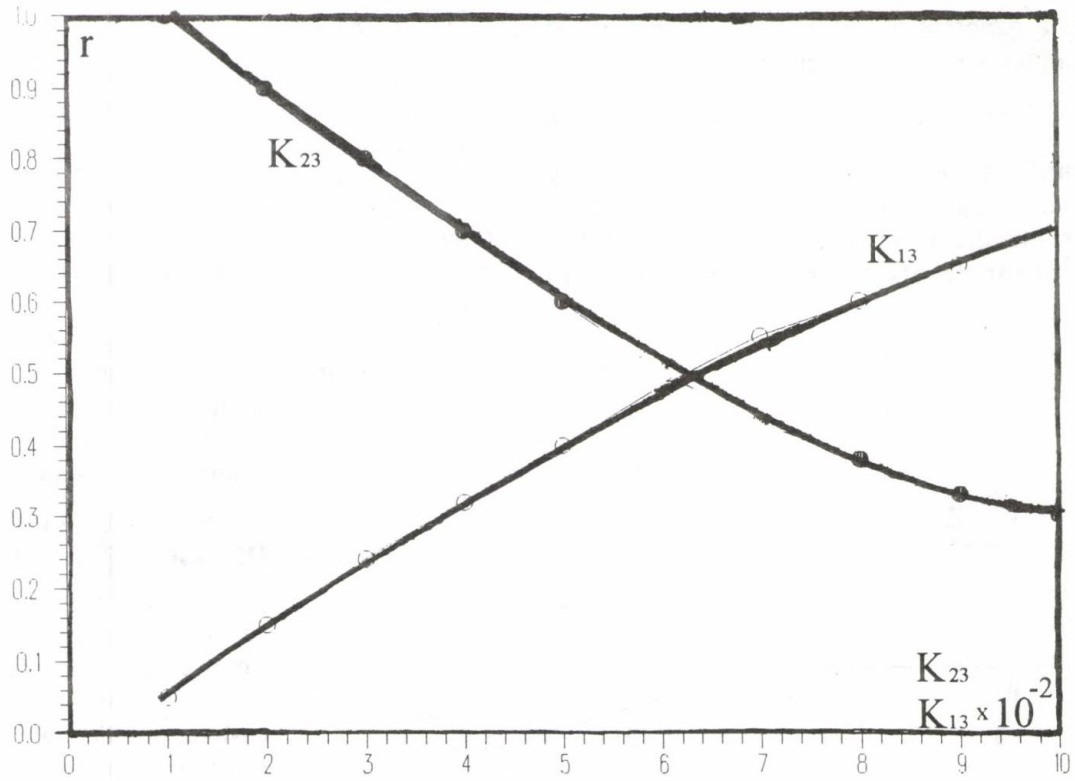



Figura 6 - Curbele de variație ale rapoartelor de eficiență în funcție de factorii de divizare

- d) Valoarea negativă a impedanței $Z_0$ poate fi utilizată pentru determinarea necunoscutei t.
- e) Dacă:

  $X_s = X_i = 0$ *și* $R_s = R_i$, atunci și t = 0, adică rezultă linia în $\frac{\lambda}{2}$.

În consecință, linia din brațul 2 este o linie în $\frac{\lambda}{4}$, figura 4, cu impedanța caracteristică

$$Z_{o2} = \frac{1}{\sqrt{G_3 K_{23} G_s}} \qquad (5)$$

iar $Y_i$ are expresia:

$$Y_i = G_s K_{23} \frac{1}{K_{13} + 1} \qquad (6)$$

Raportul de eficiență (între puterea debitată și disponibilă) este:

$$r_2 = \frac{4 R_i R_s}{(R_i + R_s)^2} \qquad (7)$$

Înlocuind valorile $R_i$ și $R_s$, în funcție de factorii de divizare, se deduce:

$$r_2 = \frac{4 K_{23} (K_{13} + 1)}{(K_{23} + K_{13} + 1)^2} \qquad (8)$$

Aceeași expresie se obține și dacă linia este în $\frac{\lambda}{2}$.

Pentru brațul 1, procedând în mod analog, se obține:

$$r_1 = \frac{4 K_{13} ( K_{23} + 1 )}{( K_{23} + K_{13} + 1 )^2} \quad (9)$$

Se constată că rapoartele de eficiență depind numai de factorii de divizare. Conductanțele $G_{l2}$ și $G_{l1}$ au rolul de sarcină și conductanță internă a generatorului. Acest fapt se datorează transformării similare ce o suferă în cazul liniei în $\frac{\lambda}{4}$ și faptului că linia în $\frac{\lambda}{2}$ este repetor de impedanță, astfel încât transformatele lor, sau chiar ele, sunt puse față în față, la ieșirea liniei 2, (la bornele 2,2'). Rezultă, imediat egalitatea raporturilor de eficiență, în cazul liniei în $\frac{\lambda}{4}$ și $\frac{\lambda}{2}$.

În sprijinul celor afimate mai sus, intervine expresia coeficientului de reflexie sub forma:

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (10)$$

unde $Z_1$ și $Z_2$ sunt, respectiv, impedanțele (de fapt rezistențele), la bornele a,a', în linia 2, la emisie și impedanța la aceleași borne, la recepție, adică:

$$Z_1 = \frac{1}{G_3 K_{23}} \quad (11)$$

$$Z_2 = \frac{1}{G_3 ( K_{13} + 1 )} \quad (12)$$

Rezultă, în același timp, expresia raportului de eficiență, în funcție de coeficientul de reflexie,

$$r_2 = 1 - \Gamma^2 \quad (13)$$

Înlocuind în (13), expresia coeficientului de reflexie din (10) iar în aceasta introducând valorile impedanțelor din (11) și (12), se regăsește relația (9).

În figura 6, sunt reprezentate curbele de variație ale rapoartelor de eficiență, în funcție de factorii de divizare, când unul din aceștia este variabil, iar celălalt are o valoare dată.

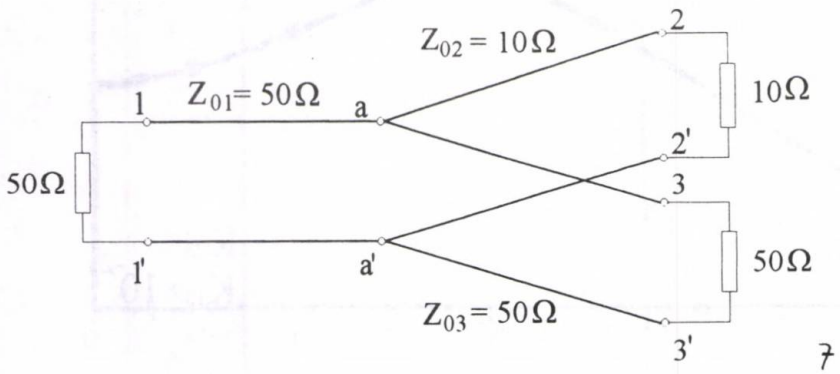



Figura 7 - Triportul divizor, bisens, pentru $K_{23} = 5$ și $K_{13} = 0,1$

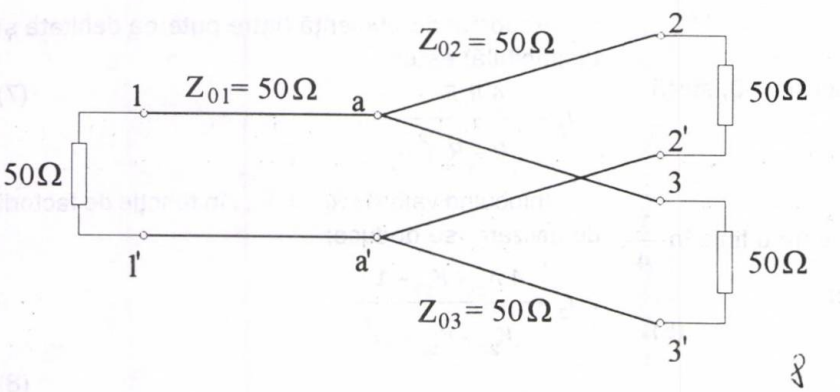



Figura 8 - Triportul perfect simetric, cu $r_2 = r_2 = 0,88$ și $K_{23} = K_{13} = 1$

## 3. FACTORII DE DIVIZARE ȘI ADAPTAREA.

Curbele din figura 6 arată că rapoartele de eficiență scad pe măsură ce aceștia se depărtează de unitate, cu alte cuvinte, pe măsură ce divizarea devine din ce în ce mai puternică, dezadaptarea este tot mai pronunțată.

Această situație nu poate fi evitată prin nici o combinație de impedanțe caracteristice, lungimi de linie sau sarcini, deoarece raportul de eficiență este independent de acești parametri și depinde n umai de factorii de divizare. Introducerea susceptanțelor înrăutățește situația; cazul rezistențelor pure este cel mai favorabil. În aceste condiții proiectarea se face în următoarele variante:

- a) factorii de divizare sunt de valori puternic diferite de

unitate și obligatorii, adică există prioritate a factorilor de divizare;

- b) adaptarea are prioritate și factorii de divizare nu diferă foarte mult de unitate;
- c) se adoptă o soluție de compromis, în care atât rapoartele de eficiență, cât și factorii de divizare au valori considerate acceptabile.

Câteva exemple sunt ilustrative.

*Pentru* $K_{23} = 5$ *și* $K_{13} = 0{,}1$ *,* $r_2 = 0{,}59$ *, iar* $r = 0{,}0645$.

În figura 7 este prezentat triportul corespunzător, exemplu de prioritate a factorilor de divizare.

Un caz deosebit îl constituie triportul perfect simetric, cu factori de divizare de 3 dB ($K_{23} = K_{13} = 1$). Rapoartele de eficiență sunt egale și au valoarea $r_1 = r_2 = 0{,}88$.

În figura 8, este prezentat un astfel de triport.

Dacă este îndeplinită condiția:

$$K_{23} = K_{13} + 1 \qquad (14)$$

rezultă:

$$r_2 = 1 \qquad (15)$$

și:

$$r_1 = \frac{K_{23}^2 - 1}{K_{23}^2} \qquad (16)$$

cu $K_{13} < 1$ și deci $K_{23} < 2$, adică are loc adaptarea la poarta 2.

Cazul $K_{13} = 1$ și $K_{23} = 2$ este ilustrat în figura 9.

Raportul rapoartelor de eficiență conduce la:

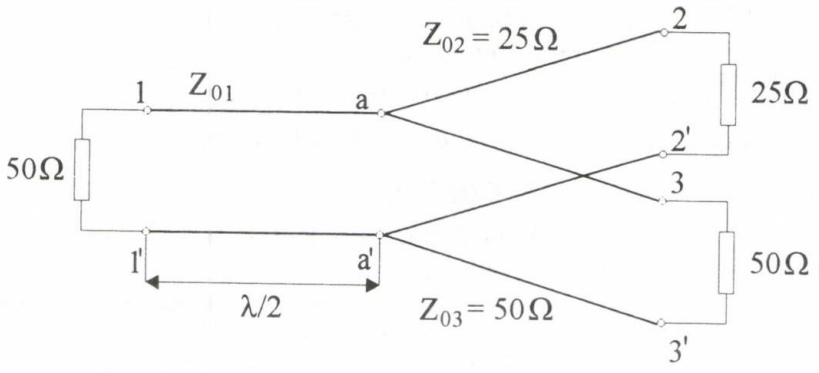



Figura 9 - Transportul cu adaptare la poarta 2, r = 1, r = 0,75, $K_{23} = 2$, $K_{13} = 1$

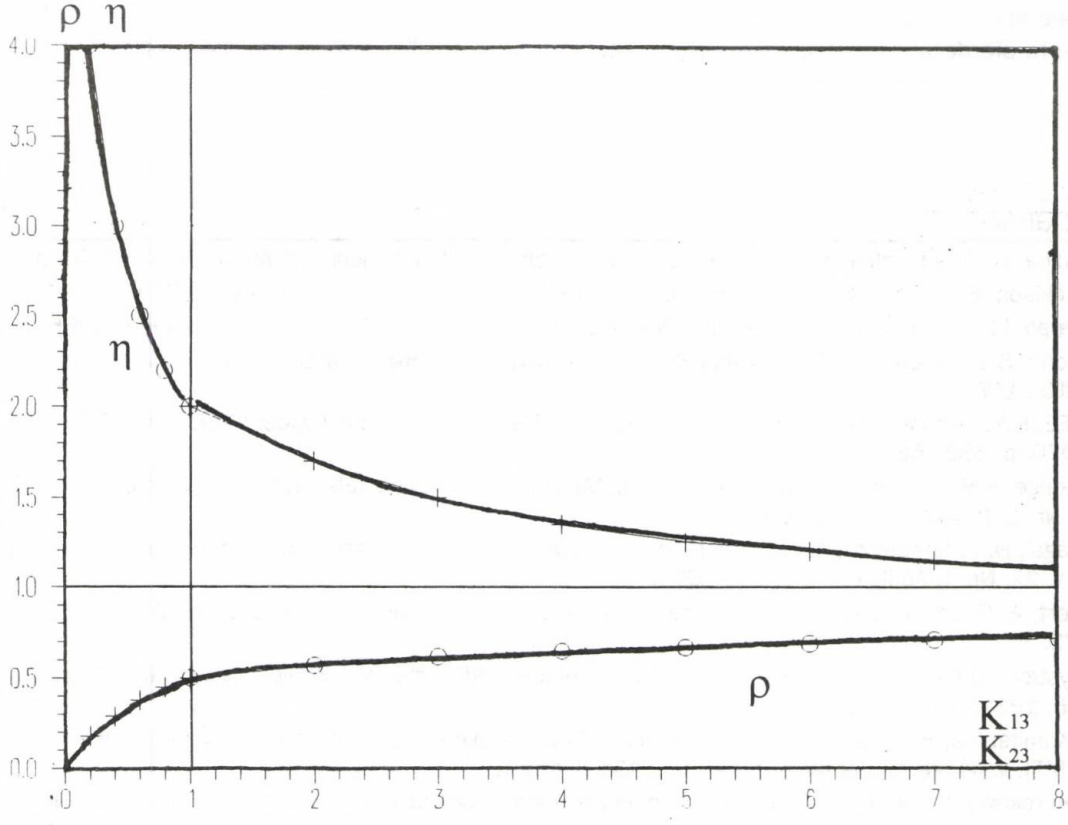



Figura 10 - Curbele $q = q(K_{23})$ și $\eta = \eta(K_{13})$

$$p = \frac{r_2}{r_1} = \frac{K_{23}}{K_{23}+1}\,\frac{K_{23}+1}{K_{13}} \tag{17}$$

Dacă se consideră:

$$q = \frac{K_{23}}{K_{23}+1} \tag{18}$$

și:

$$\eta = \frac{K_{13}+1}{K_{13}} \tag{19}$$

și există condiția $K_{23} > 1$ și $K_{13} < 1$, atunci $q < 1$ și $\eta > 1$. În diagrama din figura 10 se reprezintă variația mărimii q în funcție de $K_{23}$ și cea a lui $\eta$, în funcție de $K_{13}$.

Rapoartele de eficiență sunt egale numai dacă are loc egalitatea:

$$K_{23} = K_{13} = 1$$

adică în cazul triportului perfect simetric, menționat mai sus.

## 4. Discuție

Pentru desfășurarea analizei de mai sus, au fost introduse ipotezele circuitelor fără pierderi și lungimii de undă, mult mai mare decât dimensiunile transversale ale stripline-ului.

Existența pierderilor nu afectează adaptarea.

Puterile transmise sunt reduse cu 2-3%. ( Dacă $\alpha = 0{,}2\ dB/cm$ ), puterea scade cu 2,3% pentru lungimea de un centimetru.

Factorii de divizare nu sunt afectați de pierderi, iar rapoartele de efidiență sunt influențate puțin, cu 2 - 3 procente.

Lungimea brațelor triportului este, în general, $\frac{\lambda}{2}$; la frecvența de 10 GHz și pentru un suport cu $\varepsilon r = 2{,}4$, lungimea de undă în microstrip este de ordinul a 2,5 cm, lățimea panglicii microstripului nu trebuie să depășească 2 mm. În acest caz, impedanțele caracteristice de valoare redusă nu pot fi realizate. La 3 GHz, chair cu un suport cu $\varepsilon r = 9$, situația este mult mai favorabilă.

## 5. CONCLUZII

Studiul efectuat conduce la următoarele două concluzii principale:

- 1) Rapoartele de eficiență depind numai de factorii de divizare.
- 2) Adaptarea la poarta 2 (la antenă) are loc când este îndeplinită condiția:
  $K_{23} = K_{13} + 1$, *cu* $K_{13} < 1$ ( $K_{23} < 2$ );
  situația optimă se obține pentru:
  $K_{23} = 2$ *și* $K_{13} = 1$, *când* $r_1 = 0{,}75$.

BIBLIOGRAFIE


[1.] Rulea, Cr. G. - Joncțiunea în T, divizor de putere și diplexer, Telecomunicații, An XXI, Nr. 3, 1994, p. 3 - 13.

[2.] Wilkison, E.J. - An n-Way Hybrid Power Divider, IRE Trans MTT, v._, Nr. 1, January, 1960, p.116-118.

[3.] Parad, I.I. ; Moynihan, R.I. - Split - Tee Power Divider, IEEE Trans MTT, v. 13, Nr. 1, January, 1965, p. 91 - 95.

[4.] Cohn, S.B. - A Class of Broad Band Htree - Port TEM - Mode Hybrid, IEEE Trans MTT, v. 16, Nr. 2, February, 1968, p. 110 - 117.

[5.] YEE, H.Y. ; Chang, F.C. ; Audeh, N.F. - N-Way TEM - Mode Broad - Band Divider, IEEE Trans MTT, v. 18, Nr. 10, October, 1970, p. 682 - 689.

[6.] Ekinge, R.B. - A New Method of Synthesizing Matched Broad Band TEM - TEM - Mode Three-Ports, IEEE Trans MTT, v. 19, Nr. 1, January, 1971, p. 81 - 89.

[7.] Nagai, N. ; Matsumoto, A. - Restatement of Mathematical Considerations of TEM Modes on n-Wire Line, IEEE Trans MTT, v. 22, Nr. 4, April, 1974, p. 353 - 360.

[8.] Bert, A, G. ; Kaminsky, D. ; The Traveling - Wave Divider - Combiner, IEEE v. 28, Nr. 12, December, 1980, p. 1468 - 1473.

[9.] Nyström, G.I. - Synthesis of Broad-Band 3-dB Hybrid Based on the 2-Way Power Divider, IEEE Trans MTT, v. 29, Nr. 3, March, 1981, p. 189 - 194.

[10.] Kamitsuma, H. ; Ogawa, H. - Ultra - Wideband MMIC Active Power Spliters with Arbitrary Phase Relationships, IEEE Trans MTT, v. 41, Nr. 9, September, 1993, p. 1519 - 1524.

[11.] Kurokawa, K. - An Introduction to the Theory of Microwave Circuits, Acad. Press, New - York, 1969.

[12.] Fooks, E. H. ; Zakarevicius, R. A. - Microwave Engineering Using Microstrip Circuits, Prentice Hall, New - York, 1990.

# Metodă de proiectare a circuitelor de adaptare de microunde, cu elemente mixte

***Prof.dr.ing. Ion T. Sima,*** *

***Prof.dr.ing. Teodor Petrescu,*** **

***Dr.ing. Ştefan V. Nicolaescu*** ***

*Cuvinte cheie: adaptare, microunde, circuite hibride, circuite mixte, echivalarea la o singură frecvenţă, transformarea cvasiliniară, echivalarea prin metoda celor mai mici pătrate.*

*În acest articol este prezentată o metodă de proiectare a circuitelor de adaptare fără pierderi utilizând elemente concentrate şi distribuite (mixte). Aceasta coroborează tehnica frecvenţei real simplificate de bandă largă, cu o aplicare adecvată a tehnicii algebrice de descompunere şi înlocuire a circuitelor.*

*Metoda de proiectare propusă prezintă avantajele tehnicilor de bandă largă de o singură variabilă. Astfel că, pe parcursul algoritmilor de proiectare nu este necesar să se aleagă în prealabil o anumită configuraţie de circuit şi nici nu este nevoie să se genereze o funcţie de transfer de două variabile, fizic realizabilă, pentru a aprecia performanţele sistemului. Metoda constă în obţinerea circuitului de adaptare cu constante concentrate sau distribuite şi apoi transformarea acestuia cu ajutorul a trei tehnici de echivalare. Metoda propusă are utilitate practică în realizarea circuitelor integrate monolitice (MMIC) şi hibride (MHIC) de microunde.*

## 1. Introducere

**T**imp de câteva decenii, problema aproximării funcţiilor de transfer de două variabile care rezultă pentru diporţii fără pierderi ce conţin elemente mixte (bobine, condensatoare şi linii de transmisie) a fost foarte serios dezbătută în literatura de specialitate, dar nu s-a obţinut încă o tratare analitică acceptabilă. Youla-Rhodens-Marston, Scanlan-Baher şi Riederer-Weinberg au prezentat lucrări dedicate condiţiilor de realizabilitate a unor clase restrânse de funcţii cu două variabile şi asupra metodelor legate de sinteza acestora [1], [2].

Calea uzuală pentru realizarea circuitelor fără pierderi care încorporează elemente cu constante concentrate şi distribuite este de a construi funcţii de circuit realizabile de două variabile, pornind de la funcţii similare de o singură variabilă. Pentru proiectarea filtrelor există deja o metodă ce constă în transformarea funcţiilor reactanţă de o variabilă în funcţii de două variabile. Din cauza problemei factorizării polinomiale şi a complexităţii condiţiilor de realizabilitate în proceduri de sinteză cu două variabile, este dificil de implementat o astfel de teorie într-un algoritm de proiectare asistată de calculator.

Problemele aplicative actuale rezidă în realizarea unor circuite hibride sau monolitice, care înglobează elemente ideale cu constante concentrate şi distribuite. În realitate nu există nici condensatoare sau bobine ideale şi nici linii de transmisiune ideale. În general, elementele cu constante concentrate pot fi reprezentate prin elemente echivalente cu constante distribuite. Comportarea reală a liniilor de transmisiune poate fi modelată folosind linii ideale şi elemente de corecţie cu constante distribuite.

* Academia Tehnică Militară, Bucureşti,
** Universitatea "Politehnica" Bucureşti,
*** Centrul Naţional de Studii şi Cercetări pentru Comunicaţii, Bucureşti

Ca urmare, în proiectartea circuitelor de microunde, cum ar fi filtrele şi circuitele de adaptare, problema esenţială este de a construi un diport fără pierderi, realizat cu elemente concentrate şi distribuite ideale, astfel încât parametrii fizici ce rezultă în timpul procesului de implementare să poată fi uşor integraţi în structura de circuit realizabil.

În ceea ce priveşte proiectarea practică a filtrelor de microunde, Levy şi Rozzi [3], precum şi Carlin şi Gupta [4] au propus diferite metode în care sunt conectate în cascadă o succesiune de filtre predefinite, realizate din linii de transmisiune. În ambele metode de abordare s-a dorit să se obţină o echivalare aproximativă a circuitelor compuse din linii de transmisiune în cascadă cu capacităţi derivaţie, care sunt considerate a fi o clasă de circuite mixte des utilizate.

În practică, se începe prin a alege o topologie de circuit care înglobează elemente concentrate şi distribuite necunoscute şi se încearcă să se optimizeze câştigul de transfer în putere al sistemului, ţinând seama de restricţiile în căutarea valorilor elementelor. O tehnică specială de optimizare, dedicată proiectării diporţilor cu constante concentrate şi distribuite, a fost sugerată de Ibost şi Zaki [5]. În acelaşi scop pot fi folosite binecunoscutele produse software Touchstone, Super Compact, MMICAD, Academy şi altele. Deoarece problema este neliniară, una din cerinţe este de a iniţia optimizarea făcând predicţii foarte bune asupra valorilor elementelor. O altă problemă constă în modul de alegere a unei topologii adecvate astfel încât rezultatele să se apropie de optim. Răspunsurile la întrebările de mai sus sunt clar formulate în literatură şi aplicabile în proiectarea diporţilor de o singură variabilă.

Totuşi, problema proiectării amplificatoarelor utilizând elemente cu constante concentrate şi distribuite nu a fost cercetată în modul cel mai riguros.

În această lucrare este prezentată o metodă de proiectare asistată de calculator a circuitelor fără pierderi realizate cu elemente mixte, concentrate şi distribuite conectate în cascadă, în care se utilizează trei tehnici de înlocuire.

## 2. Prezentarea metodei de proiectare

Metoda presupune parcurgerea a patru etape. **În prima etapă** se generează prototipul circuitului. În acest articol se va considera, pentru simplificare, prototipul realizat numai cu elemente cu constante concentrate. Aceeaşi procedură se aplică şi în cazul în care se construieşte un prototip folosind exclusiv elemente cu constante distribuite. **În a doua etapă,** prototipul este descompus într-un lanţ de subsecţiuni. **În a treia etapă,** diportul fără pierderi este înlocuit cu un circuit aproximativ echivalent, utilizând tehnici de înlocuire a subsecţiunilor. Termenul aproximativ echivalent este folosit când circuitul înlocuitor nu are răspunsul în frecvenţă identic cu al circuitului realizat cu elemente concentrate, ci doar apropiat. **În a patra etapă,** circuitul rezultat este optimizat în scopul obţinerii câştigului impus în banda de frecvenţe de interes. Este de remarcat faptul că optimizarea structurii este deosebit de neliniară dacă în procesul de optimizare intră toţi parametrii subsecţiunilor din lanţ. Mai jos se vor detalia etapele enumerate anterior.

### 2.1. Generarea prototipului cu constante concentrate

Prototipul cu constante concentrate (v. figura 1.a) poate fi obţinut utilizând fie metoda analitică, fie tehnica proiectării asistată de calculator [6]. Este de preferat să se folosească tehnica frecvenţelor reale simplificate (TFRS) [6], [7] ale cărei rezultate,obţinute în urma optimizării parametrilor de repartiţie ai circuitului de adaptare fără pierderi cu constante concentrate, pot fi folosite direct în tehnica de descompunere [8] - [10]. Rezumând, în TFRS circuitele fără pierderi într-o singură variabilă sunt descrise folosind parametrii de repartiţie $S_{C11}(p) = h_c(p) / g_c(p)$, unde coeficienţii $h_{Ci}$ ai polinomului de la numărător:

$$h_c(p) = h_{Co} + h_{C1}\,p + \ldots + h_{Cn}\,p^n \qquad (1)$$

sunt astfel determinaţi încât performanţele sistemului (gradul de adaptare la intrări şi ieşiri, câştigul, factorul de zgomot etc) să fie optime. Prin tehnica de calcul, polinomul de la numitor $g_c(p)$ este generat ca un polinom strict Hurwitz, considerând că diportul esrte fără pierderi:

$$g_c(p)\,g_c(-p) = h_c(p) + h_c(-p) + f_c(p)\,f_c(-p) \qquad (2)$$

unde $f_c(p)$ este un polinom monic care include toate zerourile de transmisie ale prototipului şi este ales de către proiectant. Pornind de aici, toţi parametrii de repartiţie ai prototipului sunt obţinuţi aşa cum se va arăta în etapa a doua.

### 2.2. Descompunerea prototipului cu constante concentrate, în subsecţiuni

În această etapă, prototipul cu elemente cu constante concentrate este descompus, după cum este arătat în figura 1.a, utilizând tehnica de descompunere din [10]-[12]. Alegerea descompunerii este arbitrară. Pentru multe cazuri practice descompunerea nu este începută până când nu este obţinută o sinteză completă a prototipului cu elemente concentrate.

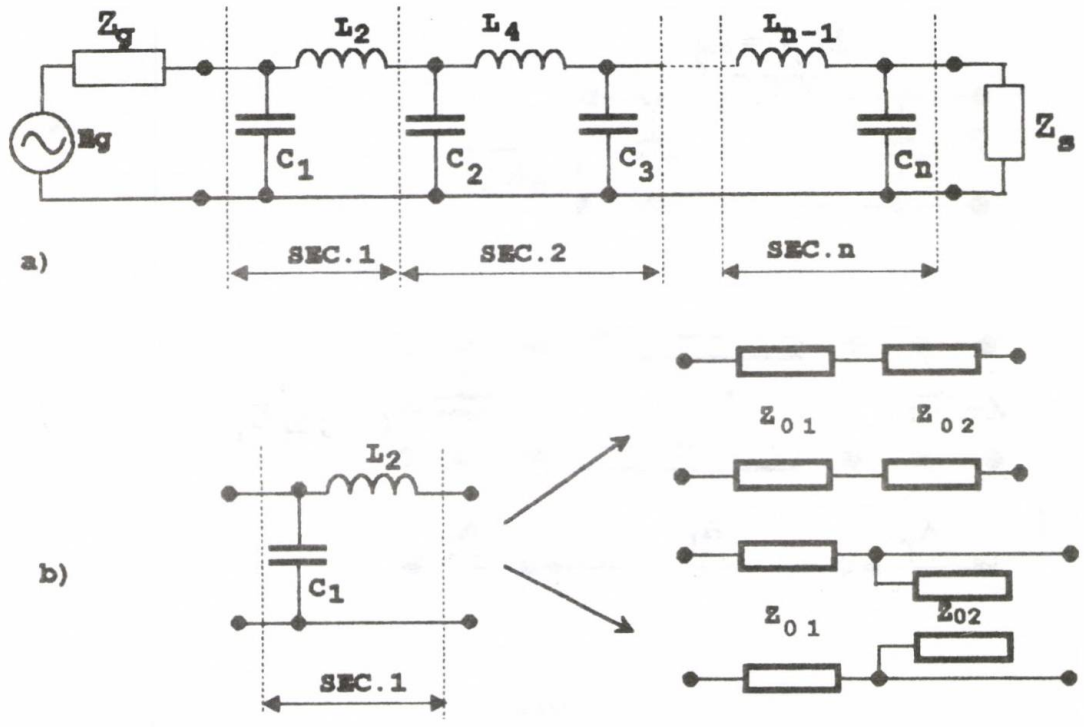



Figura 1:
a) Descompunerea prototipului; b) Modul de echivalare a unei secţiuni $\Gamma$.

Criteriul principal de selecţie este impus de realizarea fizică a circuitului. În funcţie de performanţele cerute, se aleg secţiunile care vor fi înlocuite. Alegerea în mod diferit a secţiunilor ce vor fi înlocuite va conduce la rezultate diferite în ceea ce priveşte performanţele. Uneori, din punct de vedere practic, cel mai important criteriu pentru luarea unei decizii asupra alegerii secţiunilor care vor fi înlocuite rezidă în posibilitatea realizării fizice.

În această etapă este aplicată o tehnică de descompunere algebrică a circuitului şi obţinerea parametrilor de repartiţie ai fiecărei subsecţiuni. Aici trebuie remarcat faptul că descompunerea în sine este un proces iterativ. La fiecare pas, circuitul cu constante este divizat în două subsecţiuni. Prin natura algoritmului de descompunere, nu sunt niciodată necesare informaţii despre topologia circuitului şi a subsecţiunilor.

### 2.3. Înlocuirea subsecţiunilor, prin circuite echivalente cu linii.

La sfârşitul celei de-a doua etape, este necesar ca secţiunile cu constante concentrate identificate să fie înlocuite de diporţi cu constante distribuite (v.fig. 1.b). În mod ideal, ar fi de dorit să se păstreze câştigul de transfer în putere al sistemului şi după înlocuiri. Asta ar însemna că în toată banda parametrii circuitului (impedanţa, admitanţa, parametrii de repartiţie, parametrii de transmisie etc) cu constante concentrate, ce a fost înlocuit, să coincidă cu cei ai circuitului cu constante distribuite. Dacă se întâmplă acest lucru, atunci vom numi cele două circuite (cel cu constante distribuite şi cel cu constante concentrate), **circuite echivalente.**

Până la ora actuală în literatură există foarte puţine date referitoare la transformări de circuites echivalente (concentrate în distribuite şi invers). Deşi problema este complicată, în viitorul apropiat îşi va gsi în mod sigur o rezolvare. Cu toate acestea, există câteva tehnici de aflare a perechilor de circuite aproximativ echivalente cum ar fi: echivalarea circuitelor la o singură frecvenţă, transformarea cvasiliniară şi aproximarea liniară prin metoda celor mai mici pătrate. Ca rezultat al optimizării, se obţine un circuit realizat sub forma unei conexiuni tandem, compus din secţiuni cu constante concentrate şi secţiuni cu constante distribuite.

### 2.4. Optimizarea circuitului iniţial cu elemente mixte

Cunoscând din etapa anterioară iniţializările pentru circuitul cu elemente mixte, se realizează optimizarea structurii complete a circuitului. În acest

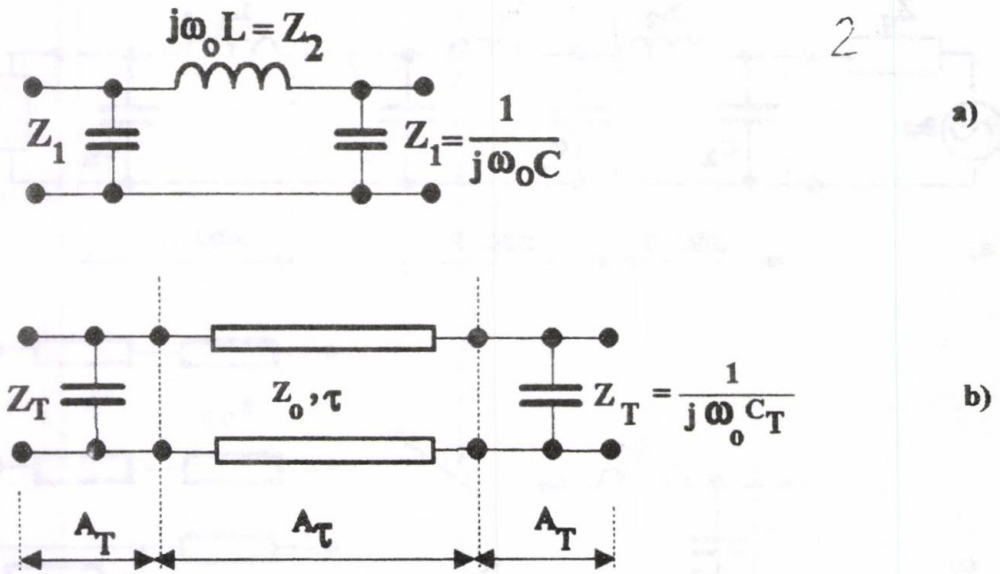



Figura 2:
a) Circuitul π cu constante concentrate; b) Echivalentul său cu constante distribuite.

moment poate fi folosită oricare dintre metodele de optimizare neliniară.

Este de reţinut faptul că performanţele finale ale sistemului vor diferi de cele ale prototipului cu constante concentrate, deoarece caracteristicile de periodicitate ale elementelor cu constante distribuite din circuit respectă transformarea Richard. Abaterea depinde de gradul în care sunt atenuate armonicile din banda de trecere şi de măsura în care este schimbată sau nu banda de trecere.

## 3. Echivalarea circuitelor la o singură frecvenţă.

Este cunoscut faptul că o celulă filtru trece-jos LC de tip π poate fi echivalată la frecvenţa $\omega_O$, cu structura hibridă [ $C_T - UE - C_T$ ] , ce include şi un element unitate [ UE ]. Aici încărcările simetrice sunt reprezentate de capacităţile $C_T$, aşa cum este arătat în figura 2.b. Pentru a găsi echivalenţa între circuitele din figura 2 (a şi b), matricea parametrilor lanţ $\mathbf{A}_A$ a circuitului [$C$–$L$–$C$] este egalată cu matricea parametrilor lanţ $A_B$ a structurii [$C_T - UE - C_T$] la frecvenţa $\omega_O$. Determinarea elementelor matricii $\mathbf{A}_A$ se face pornind de la definiţia lor [9], [11]:

$$A_{A_{11}} = A_{A_{22}} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} = 1 + j\omega_o L j\omega_o C = 1 - \omega_o^2 LC,$$

$$A_{A_{12}} = Z_2 = j\omega L,$$

$$A_{A_{21}} = \frac{1}{Z_1}\left(2 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) = j\omega_o C\,(2 + j\omega_o L j\omega_o C) =$$

$$= j\left(2\omega_o C - \omega_o^3 LC^2\right).$$

Deci matricea $\mathbf{A}_A$ are forma:

$$\mathbf{A}_A = \begin{bmatrix} 1 - \omega_o^2 LC & j\omega_o L \\ j\left(2\omega_o C - \omega_o^3 CL^2\right) & 1 - \omega_o^2 LC \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Matricea $\mathbf{A}_B$ se obţine utilizând parametrii lanţ ai celor trei elemente din compunerea sa:

$$\mathbf{A}_B = \mathbf{A}_T \mathbf{A}_\tau \mathbf{A}_T,$$

unde:

$$\mathbf{A}_T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z_T} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C_T & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{A}_\tau = \begin{bmatrix} \cos(\omega_o \tau) & jZo\sin(\omega_o \tau) \\ \frac{j}{Z_o}\sin(\omega_o \tau) & \cos(\omega_o \tau) \end{bmatrix}$$

După înmulţire, matricea $\mathbf{A}_B$ devine:

$$\mathbf{A}_B = \begin{bmatrix} \cos(\omega_o \tau) - \omega_o C_T Z_o \sin(\omega_o \tau) & jZo\sin(\omega_o \tau) \\ \frac{j}{-Z_o}\left[2\omega_o C_T Z_o \cos(\omega_o \tau) + \sin(\omega_o \tau)\right] - \omega_o^2 C_T^2 Z_o^2 \sin(\omega_o \tau) & \cos(\omega_o \tau) - \omega_o C_T Z_o \sin(\omega_o \tau) \end{bmatrix} \quad (4)$$

În (8) şi (9), C şi L reprezintă capacitatea şi inductanţa filtrului simetric π cu constante concentrate (figura 2.a), $Z_o$ impedanţa caracteristică, iar τ întârzierea segmentelor de linie de transmisiune (UE) din figura 2.b. Din compararea elementelor matricilor.

$\boldsymbol{A}_A$ şi $\boldsymbol{A}_B$ ( $A_{A11} = A_{B11}$ şi $A_{A12} = A_{B12}$ ).

se obţin:

$$1 - \omega_o^2 LC = \cos(\omega_o \tau) - \omega_o C_T Z_o \sin(\omega_o \tau), \quad (5)$$

$$j\omega_o L = jZ_o \sin(\omega_o \tau). \quad (6)$$

Rezolvând aceste ecuaţii pentru $Z_o$ şi $C_T$, rezultă:

$$Z_o = \frac{\omega_o L}{\sin(\omega_o \tau)}, \quad C_T = \frac{\cos(\omega_o \tau) + \omega_o^2 LC - 1}{\omega_o^2 L}. \quad (7)$$

Aşa cum se arată în [11], dacă se procedează în mod similar pentru circuitul Γ din figura 3, egalând matricele $A_\Gamma$ şi $A_{2\tau}$:

$$A_\Gamma = \begin{bmatrix} 1 & j\omega L \\ j\omega C & 1 - \omega^2 LC \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$A_{2\tau} = \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{1 + Z_{01}}{Z_{02}}\right)\sin^2(\omega_o \tau) & j(Z_{01} + Z_{02})\sin(\omega_o \tau)\cos(\omega_o \tau) \\ j\left(\frac{1}{Z_{01}} + \frac{1}{Z_{02}}\right)\sin(\omega_o \tau)\cos(\omega_o \tau) & 1 - \left(1 + \frac{Z_{02}}{Z_{01}}\right)\sin^2(\omega_o \tau) \end{bmatrix} \quad (9)$$

se obţin:

$$Z_{01} = \sqrt{\frac{\frac{L}{C}}{k}}, \quad Z_{02} = k\sqrt{\frac{L}{C}}$$

unde:

$$k = \sqrt{\frac{\omega_o^2 LC}{\sin^2(\omega_o \tau)} - 1} \quad (10)$$

Tehnica de înlocuire, prin echivalarea la o singură frecvenţă pentru cazul circuitului echivalent π, este folosită astfel:

- Având prototipul circuitului cu constante concentrate, se alege secţiunea în π [ $C_1$–$L$–$C_2$ ] care va fi înlocuită ca în figura 4.a.
- Din secţiunea π aleasă, se separă circuitul scară simetric [ $C$–$L$–$C$ ]. În această etapă alegerea lui C pare a fi arbitrată. Totuşi capacitatea C nu poate depăşi pe cea mai mică dintre capacităţile $C_1$ şi $C_2$.
- Folosind ecuaţia (7), se obţin parametrii secţiunii simetrice [ $C_T$ – $UE$ – $C_T$ ] (v. figura 4.b Se constată că expresiile capacităţilor terminale $C_T$ depind de parametrii fizici ai circuitului ce urmează a fi construit şi de impedanţa caracteristică $Z_o$ a elementului unitate UE. În acest caz, $Z_o$ trebuie determinat în aşa fel încât să fie compensate efectele terminale. Acest considerent practic conduce la alegerea capacităţii C a circuitului prototip cu elemente concentrate. Aşadar, dacă $C_T$ este ales corespunzător, ţinând seama de impedanţa caracteristică realizabilă $Z_o$, atunci condensatorul C este selectat conform relaţiei (7) şi secţiunea simetrică din figura 4.a este astfel realizată. În această analiză s-a presupus că minima dintre capacităţile $C_1$ şi $C_2$ ale prototipului cu constante concentrate este mai mare sau egală cu $C_T$, astfel încât $C_T$ să fie uşor de înglobat în noua secţiune [ $C_T$ – $UT$ – $C_T$ ].
- În final, structura [$C_1$–$L$–$C_2$] este înlocuită de secţiunea [$C_a$–$UE$–$C_b$] din figura 4.b, unde capacităţile terminale $C_a$ şi $C_b$ sunt date de $C_a = C_1 - C$ şi $C_b = C_2 - C$.
  În figura 4.b parametrii ce definesc linia de transmisiune (UE) sunt $Z_o$, τ şi capacitatea de margine $C_T$. Metoda practică de înlocuire oferă rezultate excelente în proiectarea filtrelor şi circuitelor de adaptare hibride; uneori nici nu mai este necesară optimizarea sistemului obţinut în urma înlocuirilor.

## 4. Echivalarea circuitelor prin metoda transformării cvasiliniare

Este uşor de arătat că orice diport fără pierderi cu constante concentrate poate fi transformat într-un circuit cu linii de transmisiune finite; în planul complex se scrie:

$$p^2 = a^2 sh^2(p\tau)$$

unde $p = \sigma + j\omega$, este frecvenţa complenă convenţională asociată elementelor cu constante concentrate, τ reprezintă întârzierea liniilor (elementelor unitate UE), iar constanta reală $a$ este determinată în aşa fel încât pe axa $p = j\omega(\sigma = 0)$, funcţiile $y_C(\omega) = \omega$ şi $y_D(\omega) = a \sin(\omega\tau)$ să fie egale la $\omega = 1$ [9],[12]. În acest caz $a = 1 / \sin(\tau)$.

Fie $S_{Cij}(p)$ parametrii de reparti]ie ai unui circuit reciproc cu constante concentrate. Folosind formularea lui Belevitch [3], parametrii $S_{Cij}(p)$ pot fi scrişi în următoarea formă raţională:

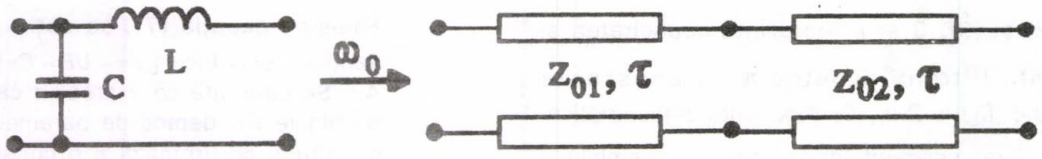



Figura 3: Circuitele echivalente *LC* şi cascada de două linii.

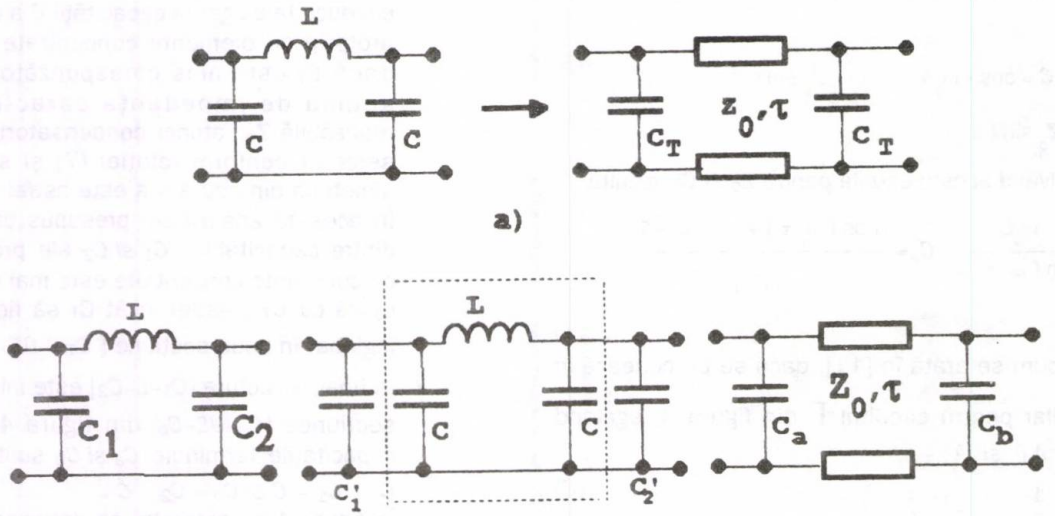



Figura 4:
a) Circuitul ce trebuie transformat;
b) Exemplu de transformare.

$$S_{C_{11}}(p) = \frac{h_C(p)}{g_C(p)},$$

$$S_{C_{12}}(p) = \frac{f_C(p)}{g_C(p)},$$

$$S_{C_{22}}(p) = \frac{f_C(p)\, h_C(-p)}{f_C(-p)\, g_C(p)}. \qquad (12)$$

Din unitaritatea matricii de repartiţie a diportului fără pierderi, rezultă:

$$g_C(p)\, g_C(-p) = h_C(p)\, h_C(-p) + f_C(p)\, f_C(-p) \qquad (13)$$

În relaţia (13), $g_C(p)\, g_C(-p)$ defineşte un polinom par în $p^2$ :

$$G_C(p^2) = g_C(p)\, g_C(-p) = G_{C_0} + G_{C_1} p^2 + ..... + G_{C_n} p^n, \qquad (14)$$

unde întregul $n$ reprezintă numărul total de elemente din secţiunea cu constante concentrate. În mod similar, $H_C(p^2) = h_C(p)\, h_C(-p)$ şi $F_C(p^2) = f_C(p)\, f_C(-p)$ pot fi de asemenea scrise sub formă polinomială, după cum urmează:

$$H_C(p^2) = H_{C_0} + H_{C_1} p^2 + .....+ H_{C_n} p^{2n}, \qquad (15)$$

$$F_C(p^2) = F_{C_0} p^2 + F_{C_1} p^2 + .....+ F_{C_m} p^{2m}. \qquad (16)$$

unde întregul $m$ reprezintă numărul total al zerourilor de transmisie ale circuitului cu constante concentrate şi $m \le n$.

Înlocuind $p^2$ cu $a^2 sh^2(p\tau)$, condiţia (13) poate fi prin în $sh^2(p\tau)$. Mai mult decât atât, relaţia (14) poate fi scrisă în $\Omega^2$ folosind variabila convenţională Richard, $\Omega = th(p\tau)$ şi exprimând $p^2$ în funcţie de $\Omega^2$ după cum urmează:

$$p^2 = a^2 \frac{\Omega^2}{1-\Omega^2}. \qquad (17)$$

Folosind artificii algebrice şi definind noile polinoame $G_D(\Omega^2)$, $H_D(\Omega^2)$, $F_D(\Omega^2)$ în mod adecvat [9], ecuaţia circuitului fără pierderi poate fi pusă sub următoarea formă:

$$G_D(\Omega^2) = H_D(\Omega^2) + F_D(\Omega^2). \qquad (18)$$

În particular, când se utilizează filtre *LC* trece-jos în scară (cu toate zerourile de transmisie la infinit) având $f(p) = 1$, condiţia de nedisipativitate devine:

$$G_D(\Omega^2) = H_D(\Omega_2) + (1-\Omega^2)^n. \qquad (19)$$

Relaţia (19) indică faptul că orice diport cu constante concentrate poate fi transformat într-un circuit cu parametrii distribuţi care conţine linii de transmisiune comensurabile. Mai mult decât atât, dacă circuitul cu constante concentrate este un circuit format din filtre *LC* trece-jos în cascadă, având n elemente, atunci circuitul care se obţine prin transformare trebuie structurat sub forma unor secţiuni în cascadă de *n* linii de transmisie comensurabile folosind transformarea (11). Parametrii de repartiţie $S_{Dij}$, $(i,j=1,2)$, ai noului circuit cu parametrii distribuiţi pot fi foarte bine generaţi sub forma Belevitch, aşa cum sunt descrişi în relaţia (12). În acest caz, notaţiile introduse anterior pentru circuitele cu constante concentrate sunt acceptate ca fiind bune, dacă indicele *C* este înlocuit cu *D*. Pentru conectarea în cascadă a *n* elemente unitate, polinomul de la numitorul expresiilor lui $S_{D12}$ *sau* $S_{D12}$ este scris sub forma simplă, $f_D(\Omega) = (1-\Omega^2)^{n/2}$. Pentru unele cazuri, $F_D$ este factorizat în mod adecvat pentru a obţine $f_D(\Omega)$ în care termeni de forma $(1-\Omega^2)^{n/2}$ sunt incluşi ca multiplicatori. Polinomul $g_D(\Omega)$ de la numitorul parametrilor de repartiţie poate fi format în mod unic folosind rădăcinile din semiplanul stâng (LHP) ale polinomului $G_p$. În mod similar, numărătorul $h_D(\Omega)$ este forma din zerourile lui $H_p$. În acest caz, rădăcinile lui $h_D$ nu trebuie să fie plasate în LPH; mai mult ele pot fi plasate oriunde în domeniul $\Psi$. Astfel alegerea rădăcinilor lui $h_D(\Omega)$ nu este unică şi trebuie făcută în aşa fel încât câştigul de transfer în putere al structurii complete să fie maxim în banda de frecvenţe de interes. Acest lucru poate fi uşor testat prin analizarea performanţelor de câştig ale sistemului după înlocuirile efectuate.

În formulele de mai sus, timpul de întârziere $\tau$ este ales ca parametru de proiectare şi fixat în afara benzii utile, la frecvenţa $\omega_c$. În multe probleme practice este mai indicat să alegem $\omega_c\tau$, corespunzând unui sfert de lungime de undă (adică, $\omega_c\tau = \pi/2$). Pe scala frecvenţelor normate (normarea se face cu respectarea frecvenţei de tăiere $\omega_c = 1$), $\omega_c$ poate lua valori între 2 şi 5 [1]. Alegerea lui $\omega_c$ depinde atât de optimizarea câştigului cât şi de implementarea fizică a liniilor de transmisiune. Trebuie remarcat faptul că amplitudinea parametrilor de repartiţie $|S_{Dij}|^2$ ai circuitului cu parametri distribuiţi derivă direct din parametrii $|S_{Cij}|^2$ ai diportului cu cinstante concentrate, folosind transformarea în frecvenţă $\omega^2 = a^2 \sin^2(\omega\tau)$. Constanta *"a"* este aleasă în aşa fel încât ecuaţia dreptei $y_C = \omega$ să coincidă cu sinusoida $y_D = a\sin(\omega\tau)$ în punctele $\omega = 0$ şi $\omega = 1$; de asemenea datorită comportării monotone a funcţiei sinus, $y_D$ este apropiată de $y_C$ în banda de frecvenţe $0 \le \omega \le 1$.

Cu alte cuvinte se poate afirma că:

- transformarea $\omega = a\sin(\omega\tau)$, este cvaziliniară în banda de frecvenţe $0 \le \omega \le 1$;
- modulele parametrilor de repartiţie ai circuitului cu constante distribuite aproximează modulele parametrilor de repartiţie corespunzători ai circuitului cu constante concentrate cvaziliniar în planul $\omega = \sin(\omega\tau)$.

## 5. Tehnica de aproximare liniară prin metoda celor mai mici pătrate.

În această tehnică de înlocuire, pentru început funcţia caracteristică $K_c(j\omega)$ a subsecţiunii cu constante este generată de [13]:

$$K_C(j\omega) = \frac{S_{L_{11}}(j\omega)}{S_{L_{21}}(j\omega)} = \frac{h_L(j\omega)}{f_L(j\omega)} = \alpha(\omega) + j\beta(j\omega). \tag{21}$$

Mai departe, considerăm că funcţia $K_L(j\omega)$, este aproximată de funcţia caracteristică $K_D(j\omega)$ a circuitului cu constante distribuite prin metoda celor mai mici pătrate. Folosind simbolul "≈" pentru aproximativ se poate scrie $K_c(j\omega) \approx K_D(j\omega)$. În mod similar, funcţia caracteristică a circuitului cu constante distribuite poate fi exprimată de:

$$K_D(j\Omega) = \frac{h_D(j\Omega)}{f_D(j\Omega)}, \tag{22}$$

unde $\Omega$ reprezintă variabila frecvenţă în domeniul $\Psi$ şi este dată de $\Omega = \tan(\omega\tau)$. În (22), polinomul $f_D(j\Omega)$ de la un numitor este format din posibilele zerouri de transmisie ale circuitului cu constante distribuite. De exemplu, pentru o conexiune de *n* elemente în cascadă $f_D(j\Omega)$ este dată de:

$$f_D(j\Omega) = \left(1+\omega^2\right)^{n/2}. \tag{23}$$

Este de asemenea de dorit să avem zerouri de transmisie în curent continuu, în care caz funcţia $f_D(j\Omega)$ devine:

$$f_D(j\Omega) = \Omega^k \left(1+\Omega^2\right)^{n/2}, \tag{24}$$

unde întregul *k* reprezintă numărul zerourilor de transmisie în curent continuu. În problemele curente $f_D(j\Omega)$ este considerată ca o funcţie reală de $\omega$. Fie această funcţie $W_f(\omega) = f_D(j\Omega)$. Apoi, utilizând relaţiile (21) şi (22), $h_D(j\Omega)$ poate fi aproximat prin metoda celor mai mici pătrate:

$$h_D(j\Omega) \approx W_f(\omega)\,\alpha(\omega) + jW_f(\omega)\,\beta(\omega), \quad (25)$$

unde membrul drept al ecuaţiei este cunoscut. De aceea coeficienţii polinomului necunoscut $h_D(\Psi)$ pot fi uşor calculaţi folosind algoritmul de aproximare a polinoamelor prin metoda celor mai mici pătrate. Se scrie polinomul necunoscut $h_D(\Psi)$ sub forma:

$$h_D(\Psi) = h_{D_0} + h_{D_1}\Psi + \ldots + h_{D_N}\Psi^N, \quad (26)$$

unde întregul N reprezintă numărul total de elemente comensurabile din circuitul cu constante distribuite.

În ceea ce priveşte forma lui $f_D$, descrisă de (24), $N$ trebuie să îndeplinească condiţia $N \geq (k+n)$. Din punct de vedere al implementării, $k$ reprezintă numărul total al segmentelor de linie serie în gol sau paralel în scurtcircuit. Pentru problemele de tip trece bandă, cazul $k = 0$ corespunde structurilor de tip trece jos. Diferenţa $N-(k+n)$, reprezintă n numărul total al segmentelor serie în scurtcircuit, sau paralel în gol. Dacă $N=n$ cu $k=0$, circuitul cu constante distribuite trebuie să conţină $n=N$ linii distincte conectate în cascadă.

Pe axa $j\Omega$ părţile reală (Re) şi imaginară (Im) a lui $h_D$ sunt date de:

$$\mathrm{Re}(h_D) = h_{D_0} - h_{D_2}\Omega^2 + \ldots \approx A(\omega), \quad (27)$$

$$\mathrm{Im}(h_D) = h_{D_1} - h_{D_3}\Omega^3 + \ldots \approx B(\omega), \quad (28)$$

unde s-a notat:

$$A(\omega) = W_f(\omega)\,\alpha(\omega) \quad \text{şi} \quad B(\omega) = W_f(\omega)\,\beta(\omega).$$

Ecuaţiile (27) şi (28) conduc la două funcţii de eroare diferite $\varepsilon_a$ şi $\varepsilon_b$, după cum urmează:

$$\varepsilon_a = h_{D_0} - h_{D_2}\Omega^2 + \ldots - A(\omega), \quad (29)$$

$$\varepsilon_b = h_{D_1} - h_{D_3}\Omega^2 + \ldots - B(\omega). \quad (30)$$

Forma finală a coeficienţilor poate fi obţinută prin optimizarea funcţiei eroare $\delta$ definită la frecvenţe discrete:

$$\delta = \sum_{k=1}^{N_f} \left[ \varepsilon_a^2(\omega_k) + \varepsilon_b^2(\omega_k) \right], \quad (31)$$

unde $N_f$ este numărul de probe pentru care este efectuată sumarea, iar $\omega_k$ sunt frecvenţe discrete. Coeficienţii lui $h_D(\Psi)$ sunt obţinuţi prin diferenţierea expresiei $\delta$ şi egalarea cu zero a rezultatului. Ca urmare:

$$\mathbf{H_D} = T^{-1} Z \quad (32)$$

unde vectorul $\mathbf{H_D}$ include toţi coeficienţii lui $h_D$, adică:

$$\mathbf{H_D} = \left[ h_{D0}\ h_{D1}\ h_{D2}\ \ldots\ h_{Dn} \right]^t, \quad (33)$$

unde cu $t$ se notează operaţia de transpunere a unui vector. Elementele $t_{ij}$ ale matricei **T** sunt date de:

$$t_{ij} = (-1)^{(i+j-2)/2} \sum_{k=1}^{N_f} \Omega_k^{i+j-2},$$

(pentru $i$ şi $j$ pari), (34)

$$t_{ij} = -(-1)^{(i+j-2)/2} \sum_{k=1}^{N_f} \Omega_k^{i+j-2},$$

(pentru $i$ şi $j$ impari), (35)

$$t_{ij} = 0,$$

(pentru $i$ par şi $j$ impar) (36)

şi $t_{ij} = t_{ji}$. Elementele $z_i$ ale vectorului **Z** sunt date de:

$$z_j = (-1)^{(j-1)/2} \sum_{k=1}^{N_f} W_f(\omega_k)\,\alpha(\omega_k)\,\Omega_k^{j-1},$$

(pentru $j$ par), (37)

$$z_j = -(-1)^{(j-1)/2} \sum_{k=1}^{N_f} W_f(\omega_k)\,\beta(\omega_k)\,\Omega_k^{j-1}$$

(pentru $j$ impar), (38)

unde $i,j = 1,2,3,4,\ldots,n$.

Este de notat că $\varepsilon_a$ şi $\varepsilon_b$ din relaţiile (29) şi (30) depind numai de indicii pari şi respectiv impari ai coeficienţilor lui $h_D$. De aceea este posibil să se minimizeze funcţiile eroare $\varepsilon_a^2$ şi $\varepsilon_b^2$ în mod independent. Aceasta va conduce la matrici de mărime mică şi prin urmare, obţinerea matricelor inverse este simplificată. Cu toate acestea, reprezentarea de mai sus conduce la o generare simplificată a coeficienţilor lui $h_D$ pentru funcţii de ordin mic (până la 10 coeficienţi).

## 6. Concluzii

În acest articol, este propusă o metodă de proiectare asistată de calculator a circuitelor fără pierderi cu elemente concentrate şi distribuite. În cadrul noului algoritm de proiectare nu este necesar să se fixeze dinainte topologia circuitului cu elemente mixte şi nici să se creeze o funcţie de transfer de două variabile. În cursul analizei este generat mai întâi prototipul cu constante concentrate. Apoi acesta este descompus algebric în subsecţiuni, după dorinţă. După aceea subsecţiunile stabilite sunt înlocuite cu circuite corespunzătoare aproximativ echivalente. Astfel este obţinut un circuit iniţial, cu elemente mixte. În final elementele mixte ale circuitului rezultat sunt optimizate, pentru a îmbunătăţi performanţele sistemului.

Folosind transformarea cvasiliniară cu o alegere adecvată a lui $h_D(\Omega)$, se poate obţine perechea *aproximativ echivalentă* de circuite cu constante

concentrate şi distribuite. Mai mult decât atât, această pereche poate fi înlocuită de fiecare dată dacă se dispune de prototipul circuitului fără pierderi cu constante concentrate. Tehnica de înlocuire descrisă mai sus este numită *metoda de transfer cvasiliniară*. Mai departe proprietăţile tehnicii de transformare cvasiliniară pot fi studiate ţinându-se seama simultan de variaţiile modulelor şi argumentelor parametrilor de repartiţie.

Tehnica de aproximare liniară prin metoda celor mai mici pătrate (linear least square approximation LLSQA) are calităţi superioare tehnicii transformării cvasiliniare, deoarece nu lucrează numai asupra modulelor parametrilor de repartiţie ai circuitului cu constante concentrate ce urmează a fi înlocuite, ci aproximează totodată şi argumentele, folosind optimizarea liniară prin metoda celor mai mici pătrate a polinomului numărător $h_D(\Psi)$. Pe de altă parte, se vor obţine rezultate similare când numărul de elemente ce trebuie înlocuit este mic. Mai mult decât atât, structura circuitului obţinut folosind tehnica LLSQA nu este restricţionată numai la elemente unitate conectate în cascadă, proiectantul circuitului fiind liber să aleagă gradul lui $h_D(\Psi)$ şi forma lui $f_D(\Psi)$. De aceea, folosind tehnica LLSQA poate fi obţinută cu uşurinţă configuraţia circuitului cu linii în gol, scurt şi elemente unitate.

## BIBLIOGRAFIE


[1] D.C. Youla, J.d. Rhodes, P.c. Marston, "Driving point synthesis of resistor terminated cascades composed of lumped lossles passive 2-ports and commensurate TEM lines", IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT.19, nov., 1972.

[2] D.C. Youla, J.d. Rhodes, P.c. Marston, "Recent developments in the synthesis of a class of lumped-distributed filters", IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CTA-1, 1973.

[3] R.H. Levy and T.E. Rozzi, "Precise design of coaxial low-passfilters", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-16, mar., 1968.

[4] H.J. Carlin and O.P. Gupta, "Computer design of filters with lumped-distributed Tements or frequency variable terminations", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MRR-8, aug., 1969.

[5] K.W. Ibost, and K.A. Zaki, "An optimization technique for lumped distributed two-ports", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-30, dec., 1982.

[6] B.S. Yarman and H.J. Carlin, "A simplified real frequency technique applied to broadband multi-stage microwave amplifiers, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-30, dec., 1982.

[7] B.S. Yarman, "A simplified real frequency technique for broadband matching complex generator to complex loads", RCA Rev., vol. 43, sept. 1982.

[8] A.Fettweis, "Factorization of transfer matrices of lossles two ports", IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-17, feb. 1970.

[9] Binboga Siddik Yarman, "An integrated design tool to construct lossles matching networks with mixed lumped and distributed elements", Trans. IEEE, sept. 1992.

[10] H.P. Okolowitz, "Zur synthese verlustfreier zweifore durch faktorzerlegung der betriebs kettenmatritzen", Ph.D. dissertion, Ruhr Universitat Bochum, 1979.

[11] I. Sima, T. Petrescu, "Metodă de proiectare a circuitelor de adaptare fără pierderi, cu elemente concentrate şi distribuite"; al 9-lea Simpozion de Teoria şi Tehnica Microundelor, Universitatea "Politehnica" Bucureşti, 23-24 nov. 1995.

[12] I. Sima, T. Petrescu, "Generarea circuitelor fără pierderi aproximativ echivalente prin metoda transformării cvasiliniare"; al 9-lea Simpozion de Teoria şi Tehnica Microundelor, Universitatea "Politehnica" Bucureşti, 23-24 nov. 1995.

[13] I. Sima, T. Petrescu, "Generarea circuitelor mixte echivalente prin aproximare liniară cu metoda celor mai mici pătrate", Revista Academiei Tehnice Militare, Nr. 1/1996.

# Note of the Traffic Distribution Matrices

***Dr.mat. Dănuţ I. Marcu*** *

*Keywords: mathematical model, traffic distribution matrices*

*The aim of this paper is to present a very simple mathematical model for finding traffic distribution matrices.*

## Introduction

The extension of existing telephone network, at urban or regional level, is often based on the future traffic distribution between exchanges and/or areas. To predict the future growth of a network, it is necessary to predict the number of subscribers in different categories, such as business and residential, during the concerned period. The problem can be quite complex, in the most general case, when new exchanges will be introduced in the network.

There are several prediction techniques, based on different principles, e.g., the relative increment of telephone subscribers is proportional to the relative increment of economic activity.

Each future traffic prediction starts with the present situation. A traffic matrix for the present situation can be established by means of direct measurements. Having determined the total originated traffic at each exchange, the next step is to distribute it to different destinations, including the same exchange (internal traffic).

Once the estimation of the originating and/or terminating traffic for the future is made, it will be necessary to apply some mathematical model which allows the planning engineer to obtain the future traffic distribution. În general, mathematical models demand considerable calculation effort. Therefore, computer programs were made to get a solution in a resonably short time. We are concerned only with the prediction of demand. It will, therefore, be assumed that switching time and congestion loss are ignored. Ringing time, however, whether or not the call answered, is included in the estimated traffic, since a call which receives ringing tone is effective so far as the switching system is concerned.

In this paper, a very simple mathematical model is presented, in order to obtain the future traffic distribution. Consider a telephone network that is divided into areas with defined boundaries and such that subscribers within an area are served by one or more exchanges located in the same geographical zone. Two instants in time are considered: the present situation and the future situation.

The traffic distribution matrix, for the present situation, is known. The object is to determine the traffic matrix for the future situation, considering that this vill be different from the actual one, for the following reasons:

- variation of originated or/and terminated traffic, at each area ;
- creation of new areas.

The solve this problem, information is needed about the future situation, and the available information will determine which method can be applied.

## Proposed mathematical model

The mathematical model which will be described in this paper has the advantage of being based on clearly defined assumption regarding the behaviou of the subscribers.

Let $A_{ij}$ , $A^*_{ij}$ denote the present and future traffic from i to j, and $N_i$ ,$N_j$ ,$N^*_i$ ,$N^*_j$ the present and future numbers of subscribers connected to i and j.

Our method minimizes the sum **F** of the squares of the changes in the average traffic per subscriber, originated and received between a pair of exchanges. This implies that:

$$dF/dA = 0 \qquad (1)$$

with:

$$F = ( A^*_{ij} / N^*_i - A_{ij} / N_i )^2 + ( A^*_{ij} / N^*_j - A_{ij} / N_j )^2 \qquad (2)$$

Thus, by a simple algebra, we obtain:

$$A^*_{ji} = \{A_{ji}[N^*_i (N^*_j)^2 / N_i + (N^*_i)^2 N^*_j / N_j]\} / [(N^*_i)^2 + (N^*_j)^2 ]. \qquad (3)$$

**Numerical example**

Actual situation :

- area 1 : 1000 subscribers ;
- area 2 : 500 subscribers ;
- area 3 : 2000 subscribers ;
- actual traffic distribution matrix:

$$A = \begin{bmatrix} 40 & 15 & 25 \\ 13 & 17 & 15 \\ 30 & 20 & 90 \end{bmatrix}$$

Suppose that the number of subscribers in each area grows to:

- area 1 : 1200 subscribers ;
- area 2 : 600 subscribers ;
- area 3 : 2300 subscribers.

Now, by using (3), we obtain the new traffic values:

$$A^* = \begin{bmatrix} 48 & 18 & 29.73 \\ 15.6 & 20.4 & 17.95 \\ 35.68 & 23.94 & 103.5 \end{bmatrix}$$

* Direcţia de Telecomunicaţii Bucureşti

# New Computational Method for the Double Mode E.C.A.M.

***Valentin Drogoreanu; Dragoş Vizireanu; Şerban Rareş** **

*A new negative resistance oscillator model was proposed by Walker and Connelly [1] [2]. An analytic approximation to the periodic solutions for the double-mode LCR networks of E.C.A.M. is obtained. These predictions are compared with the results obtained by numerical integration of the differential equations using a new PSPICE method.*

## 1. Introduction

In [1], Walker and Connelly proposed a new negative resistance oscillator model for a class of current, negative resistance oscillators whose terminal characteristics are poorly represented by Van der Pol, Scott and Ceschia - Zecchin differential equations [2].

The proposed model has the form:

$$v(i) = f(i) = -ai + \frac{b}{2}\ln\left(\frac{1-ci}{1+ci}\right) \tag{1}$$

They derived the following differential equations for the double-mode emitter-coupled astable multivibrator (ECAM):

$$\frac{d^2 i_1}{dt^2} - \frac{a-R_1}{L^1}\left[\frac{di_1}{dt} + \frac{a}{a-R_1}\frac{di_2}{dt} + \frac{bc}{R_1 - a\left(1-c^2(i_1+i_2)^2\right)}\left(\frac{di_1}{dt}+\frac{di_2}{dt}\right)\right] + \frac{i_1}{L_1 c_1} = 0$$

$$\frac{d^2 i_2}{dt^2} - \frac{a-R_2}{L^1}\left[\frac{di_2}{dt} + \frac{a}{a-R_2}\frac{di_1}{dt} + \frac{bc}{R_2 - a\left(1-c^2(i_1+i_2)^2\right)}\left(\frac{di_1}{dt}+\frac{di_2}{dt}\right)\right] + \frac{i_2}{L_2 c_2} = 0 \tag{2}$$

with conditions:

$$-1 < c(i_1 + i_2) < 1 \tag{3}$$

The transformation of variables:

$$i_1 \Longrightarrow \frac{x_1}{C};\ i_2 \Longrightarrow \frac{x_2}{C} \tag{4}$$

and the definitions

$$\pi_1 = \frac{a-R_1}{L_1};\ \pi_2 = \frac{a-R_2}{L_2} \tag{5}$$

$$\omega_1^2 = \frac{1}{L_1 C_1};\ \omega_2^2 = \frac{1}{L_2 C_2} \tag{6}$$

$$\beta_1 = \frac{bc}{a-R_1};\ \beta_2 = \frac{bc}{a-R_2} \tag{7}$$

$$\tau_1 = \frac{a}{a-R_1};\ \tau_2 = \frac{a}{a-R_2} \tag{8}$$

allows us to obtain the dimensionless forms (5):

$$\frac{d^2 x_1}{dt^2} - \pi_1\left[1-\beta_1\frac{1}{1-(x_1+x_2)^2}\right]\frac{dx_1}{dt} + \omega_1^2 x_1 - \pi_1\left[\tau_1 - \frac{\beta_1}{1-(x_1+x_2)^2}\right]\frac{dx_2}{dt} = 0$$

$$\frac{d^2 x_2}{dt^2} - \pi_2\left[1-\beta_2\frac{1}{1-(x_1+x_2)^2}\right]\frac{dx_2}{dt} + \omega_2^2 x_2 - \pi_2\left[\tau_2 - \frac{\beta_2}{1-(x_1+x_2)^2}\right]\frac{dx_1}{dt} = 0 \tag{9}$$

Note that (2) have nine parameters, $R_1, L_1, C_1, R_2, L_2, C_2, a, b, c$ and (9) has eight $\pi_1, \beta_1, \tau_1, \omega_1, \pi_2, \beta_2, \tau_2, \omega_2$.

In their paper [1], Walker and Connely use the procedure of Kryloff and Bogoliuboff to obtain information on both the transient and steady-state behaviour of E.C.A.M. for double-mode LRC network under quasi - linear conditions. The purpose of this paper is to investigate the equations (9) with a new computational method using PSPICE 4.04 and to determine a good analytical approximation to the periodic solutions.

General interest in (9) is motivated by the fact it is a model of equations that represents a new class of nonlinear differential equations [2].

## 2. Analytical results

Enforcing quasi-linearity with:

$$\pi_1 << \omega_1,\ \pi_2 << \omega_2 \tag{10}$$

permits approximates solutions to (9) of the form:

$$x_1 = \alpha_1(t)\sin\theta_1,\ x_2 = \alpha_2(t)\sin\theta_2 \tag{11}$$

with:

$$\theta_1 = \omega_1 t + \Phi_1(t),\ \theta_2 = \omega_2 t + \Phi_2(t) \tag{12}$$

The method of equivalent liniarization [4], an alternative technique of Kryloff and Bogoliuboff, will permit construction of the time derivatives of (9). Applying the linearization method to (9) with (10) assumed gives, from the detailed derivation presented in [1] Appendix 3.

$$\frac{d\alpha_1}{dt} = \frac{\alpha_1\pi_1}{2}\left[1-\frac{2\beta_1}{c^2\alpha_1^2}\left(1-\sqrt{1-c^2\alpha_1^2-\frac{c^2\alpha_2^2}{2}}\right)\right],\ \frac{d\Phi_1}{dt} = 0 \tag{13}$$

* Polytechnical University Bucharest, Romania

$$\frac{d\alpha_2}{dt} = \frac{\alpha_2 \pi_2}{2}\left[1 - \frac{2\beta_2}{c^2\alpha_2^2}\left(1 - \sqrt{1 - c^2\alpha_2^2 - \frac{c^2\alpha_1^2}{2}}\right)\right], \quad \frac{d\Phi_2}{dt} = 0 \tag{14}$$

The steady-state amplitudes of oscillation may be obtained by equating (13) and (14) to zero, where $\omega_1 / \omega_2$ has been assumed irrational.

With definitions:

$$Y_1 = C_2 \alpha_1^2 > 0$$
$$Y_2 = C^2 \alpha_2^2 > 0 \tag{15}$$

then we have:

$$\frac{1}{Y_1}\left(1 - \sqrt{1 - Y_1 - \frac{Y_2}{2}}\right) = \frac{1}{2\beta_1} \tag{16}$$

and:

$$\frac{1}{Y_2}\left(1 - \sqrt{1 - Y_2 - \frac{Y_1}{2}}\right) = \frac{1}{2\beta_2}$$

$$\frac{Y_1^2}{4\beta_1^2} + \left(1 - \frac{1}{\beta_1}\right) + \frac{Y_2}{2} = 0$$

$$\frac{Y_2^2}{4\beta_2^2} + Y_2\left(1 - \frac{1}{\beta_2}\right) + \frac{Y_1}{2} = 0 \tag{17}$$

If positive solutions exist, we must have:

$$0 < \beta_1 < 1; \quad 0 < \beta_2 < 1; \tag{18}$$

and:

$$1 - Y_1 - \frac{Y_2}{2} \geq 0; \quad 1 - Y_2 - \frac{Y_1}{2} \geq 0$$

$$1 - \frac{Y_1}{2\beta_1} \geq 0; \quad 1 - \frac{Y_2}{2\beta_2} \geq 0 \tag{19}$$

With the definitions:

$$P_{1,2} = 8\beta_{1,2}(\beta_{1,2} - 1)$$

$$Q_{1,2} = 8\beta_{1,2}^2[2(\beta_{1,2} - 1)^2 - \beta_{2,1}(\beta_{2,1} - 1)]$$

$$R_{1,2} = 8\beta_{1,2}^2\beta_{2,1}[\beta_{1,2}\beta_{2,1} - 4(\beta_{1,2} - 1)(\beta_{2,1} - 1)] \tag{20}$$

given:

$$Y_{1,2}^3 + P_{1,2}Y_{1,2}^2 + Q_{1,2}Y_{1,2} + R_{1,2} = 0 \tag{21}$$

The cubic equation (21) may be reduced to the form:

$$Y_{1,2}^3 + a_{1,2}Y_{1,2} + b_{1,2} = 0 \tag{22}$$

We can have analytic approximation to the periodic solutions. These predictions are compared in Cap. (4) with the results obtained by PSPICE numerical integrations of the differential equations.

## 3. The PSPICE method to solve nonlinear equations for the double-mode ECAM

The PSPIC has become the standard computer program for most electrical simulation. Higher-level abstraction and hierarchy can be modeled using controlled sources and subcircuits blocks. The nonlinear function applies only to the time domain. PSPICE supports the polynomial sources. The nonlinear controlled source can be used to implement a number of functions, such as addition, substraction, multiplication and division [3], [5].

### 3.1. Functional models

Addition and multiplication (CPU block in Figure 1) can be achieved with the following polynomial voltage-controlled current source (VCCS):

```
EA 3 0 POLY(2)  1 0 2 0 0 1          * V(3) = v(1)+V(2)
EB 4 0 POLY(2)  1 0 2 0 0 0 0 0 1    * V(4) = V(1)*V(2)
```

where V(1), V(2), V(3), V(4) are the voltages at nodes 1,2,3, and 4, in references to ground, which is node 0.

The integrator block (INT blocks in Figure 1):

$$v_c(t) = \frac{1}{C}\int i_c(t)\,dt + v_{co} \tag{23}$$

is used in PSPIC to model the capacitor, where C is the capacitance [6], [7], [8].

If:

$$i_c(t) = \frac{V_i}{R} \tag{24}$$

with R=10 $k\Omega$ and c = 100 $\mu F$:

$$v_c(t) = \int V_i\,dt + v_{c0} \tag{25}$$

If we have (EQ blocks in Figure 1 ):

$$E_3 - E_2 = \frac{E_4}{10^{12}} \tag{26}$$

and:

$$E_{2,3} << E_4$$

$$E_4 = 10^{12}(E_3 - E_2) \tag{27}$$

giving:

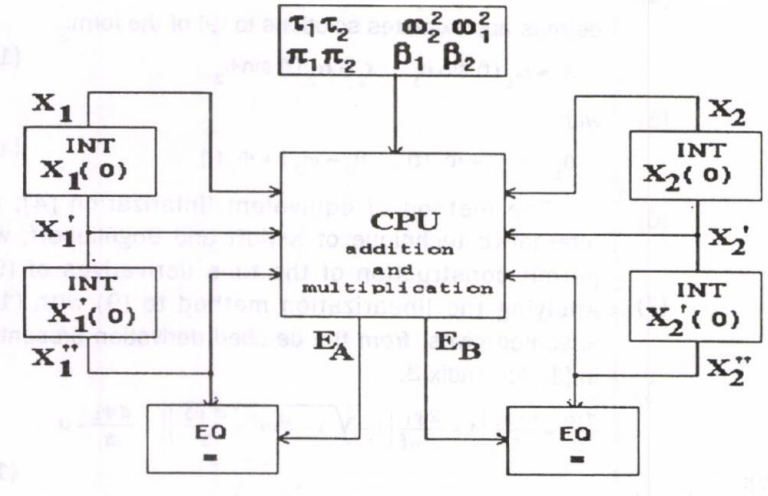



Figure 1 - PSPICE blocks diagram.

$$E_3 = E_2 \tag{28}$$

### 3.2. The PSPICE program

The PSPICE program has 4 block levels.

- a) INPUT DATA block: using controlled sources we have eight parameters: $\pi_1$, $\beta_1$, $\tau_1$, $\omega_1$, $\pi_2$, $\beta_2$, $\tau_2$, $\omega_2$.
- d) INT blocks: compute the integrator blocks, here are the initial conditions.
- c) CPU block: here are the multiplications and addition and return Ec1 and Ec11.
- d) EQ blocks: close the loops, with relations $X_1''$=Ec1 and $X_2''$=Ec11

The dimensionless forme of (2) and (3) for ESPICE simulation are:

$$\ddot{x}_1 = Ec1$$

$$Ec1 = \ddot{x}_1 (x_1 + x_2)^2 + \pi_1 [1 - \beta_1 - (x_1 + x_2)^2] \dot{x}_1 -$$

$$- \omega_1^2 x_1 + \pi_1 [\tau_1 - \beta_1 - \tau_1 (x_1 + x_2)^2] \dot{x}_2$$

$$\ddot{x}_2 = Ec11$$

$$Ec11 = \ddot{x}_2 (x_1 + x_2)^2 + \pi_2 [1 - \beta_2 - (x_1 + x_2)^2] \dot{x}_2 -$$

$$- \omega_2^2 x_2 + \pi_2 [\tau_2 - \beta_2 - \tau_2 (x_1 + x_2)^2] \dot{x}_1 \tag{29}$$

Now consider the PSPICE blocks and connections in Figure 1.

The PSPICE program is in APPENDIX 1.

## 4. Results from numerical integration

Using the PSPICE program presented in APPENDIX 1, in Table 1, we compare the theoretical results ($\alpha_1$, $\alpha_2$) with the rezult of numerical computation ($\alpha_{1P}$, $\alpha_{2P}$).

**Tabel 1.**

| No. | $\omega_1^2$ | $\omega_2^2$ | $\beta_1$ | $\beta_2$ | $\alpha_{1P}$ (mA) | $\alpha_{2P}$ (mA) | $\alpha_{1P}$ (mA) | $\alpha_{2P}$ (mA) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 20.23 | 181.0 | 0.35 | 0.37 | 1.50 | 1.52 | 1.525 | 1.547 |
| 2 | 20.23 | 181.0 | 0.35 | 0.41 | 1.50 | 1.53 | 1.526 | 1.571 |
| 3 | 24.55 | 218.9 | 0.36 | 0.36 | 1.51 | 1.51 | 1.530 | 1.530 |

The discrepancy is a result of conditions (10). Over 200 runs with several initial conditions proove that we can have a stable oscilation for double-mode ECAM. The general prediction error is 10 percent.

## 6. Conslusions

An analytic approximation to the periodic solutions for the double-mode LCR networks of E.C.A.M. is obtained. A PSPICE method has been proposed to solve the nonlinear differential ecuations. Note that at this level of calculation both amplitudes depend only on $\beta_1$, $\beta_2$. Over 200 sets of initial conditions and parameters $\pi_1$, $\beta_1$, $\tau_1$, $\omega_1$, $\pi_2$, $\beta_2$, $\tau_2$, $\omega_2$ prove that the obtained rezults were in a good agreement with theoretical predictions.

**APPENDIX 1**

| | |
|---|---|
| *THE | *Ea1=x1+x2 |
| DOUBLE-MODE | Ea1 11 0 POLY(2) (6,0) (36,0) 0 1 1 |
| E.C.A.M. | R11 11 0 1Tohm |
| *INPUT DATA | *Ea2=(x1+x2) **2 |
| *Vm1=pil | Ea2 12 0 POLY (1) (11,0) 0 0 1 |
| Vm1 7 0 0. 1V | R12 12 0 1Tohm |
| R7 7 0 1Tohm | *Ea3=1-(x1+x2)**2=1-V(12) |
| *Vm=pi2 | Ea3 13 0 POLY(1) (12,0) 1 -1 |
| Vm2 37 0 0.2V | R13 13 0 1Tohm |
| R37 37 0 1Tohm | *Ea4=pil* (x1+x2)**2=V(7) *V(12) |
| *Vo1=omega1**2 | Ea4 14 0 POLY(2) (7,0) 0 0 0 0 1 |
| Vo1 8 0 9V | R14 14 0 1Tohm |
| R8 8 0 1Tohm | *Ea5=pil*tau1*(x1+x2)**2=V(10* V(12) |
| *Vo2=omega2**2 | Ea5 15 0 POLY(2) (10,0) (12,0) 0 0 0 0 1 |
| Vo2 38 0 25V | R15 15 0 1Tohm |
| R38 38 0 1Tohm | *Eb1=pil-pil*betal-pil*(x1+x2)**2=V(7)-V(9)- |
| *Vb1=pil*betal | V(14) |
| Vb1 9 0 0. 08V | Eb1 16 0 POLY(3) (7,0) (9,0) (14,0) 0 1 -1 -1 |
| R9 9 0 1Tohm | R16 16 0 1Tohm |
| *Vb2=pi2*beta2 | *Eb2=pil*tau1-pil*beta1 |
| Vb2 39 0. 18V | pil*tau1* (x1+x2)**2=V(10)-V(9)-V(15) |
| R39 39 0 1Tohm | Eb2 17 0 POLY(3) (10,0) (9,0) (15,0) 0 1 -1 -1 |
| *Vg1=pil*tau1 | R17 17 0 1Tohm |
| Vg1 10 0 0 0.4V | *Eb3=x1*omega1**2=V(6)*V(8) |
| R10 10 0 1Tohm | Eb3 18 0 POLY(2) (6,0) (8,0) 0 0 0 0- 1 |
| *Vg2=pi2*tau2 | R18 18 0 1Tohm |
| Vg2 40 0 0.6V | *Eb4=[1-(x1+x2)**2]*x1*omega1**2 =V(13)*V(18) |
| R40 0 1Tohm | Eb4 19 0 POLY(2) (13,0) (18,0) 0 0 0 0 1 R 19 0 1Tohm *Eb5=(x1+x2)**2*x1'' |

| .SUBCKT INTEGRA 1 3 3 | Eb5 20 0 POLY(2) (12,0) (1,0) 0 0 0 0 1 |
|---|---|
| VSENSE 1 2 | R20 20 0 1Tohm |
| R1 2 0 10Kohm | *Eb6=V(16) *V(3) |
| F1 0 3 VSENSE 1 | Eb6 21 0 POLY(2) (16,0) (3,0) 0 0 0 0 1 |
| C1 3 0 100 uF | R21 21 0 1Tohm |
| RDC 3 0 1Tohm | *Eb7=V(17) *V(33) |
| .ENDS INTEGRA | Eb7 22 0 POLY(2) (17,0) (33,0) 0 0 0 0 1 |
| *V(1)+x1'' | R22 22 0 1Tohm |
| *V(3)=x1' | *Eb8=V(20)+V(21) |
| *V(6)=x1 | Eb8 23 0 POLY(2) (20,0) (21,0) 0 0 1 |
| * THE FIRST INTEGRATOR | R23 23 0 1Tohm |
| FOR x1 | *Eb9=V(22) -V(19) |
| x1 1 3 3 INTEGRA | Eb9 24 0 POLY(2) (22,0) (19,0) 0 1 -1 |
| *THE SECOND INTEGRATOR | R24 24 0 1Tohm |
| FOR x1 | *Ec1=V(23)+V(24) |
| x2 4 6 6 INTEGRA | Ec1 1 0 POLY(2) (23,0) (24,0) 0 1 1 |
| *INPUT FOR THE SECOND | R1 1 0 1Tohm |
| INTEGRATOR (E2=V3) | *Ea44=pi2*(x1+x2)**2=V(37*V(12) |
| E2 4 0 3 0 1 | Ea44 44 0 POLY(2) (37,0) (12,0) 0 0 0 0 1 |
| *V(31)=x2'' | R44 44 0 1Tohm |
| *V(33)=x2' | *Ea45=pi2*tau2*(x1+x2)**2=V(40) *V(12) |
| *V(36)=x2 | Ea45 0 POLY(2) (40,0) (12,0) 0 0 0 0 1 |
| *FIRST TEGRATOR FOR | R45 45 0 1Tohm |
| x2 | *Eb46=pi2-pi2*beta2-pi2*(x1+x2)**2=V(37)-V(39-) |
| x3 31 33 33 INTEGRA | V(44) |

| *THE SECOND INTEGRATOR | Eb46 46 0 POLY(3) (37,0) (39,0) (44,0) 0 1 -1 -1 |
|---|---|
| FOR x2 | R46 46 0 1Tohm |
| x4 34 36 36 INTEGRA | *Eb47=pi2*tau2-pi2*beta2- |
| *INPUUT FOR THE SECOND | pi2*tau2*(x1+x2)**2=V(40)-V(39) -V(45) |
| INTEGRATOR (E32-V33) | Eb47 47 0 POLY(3) (40,0) (39,0) (45,0) 0 1 -1 -1 |
| E32 34 0 33 0 1 | R47 47 0 1Tohm |
| ** | *Eb48=x2*omega2**2=V(36)*V(38) |
| *INITIAL CONDITIONS | Eb48 48 0 POLY(2) (36,0) (38,0) 0 0 0 0 1 |
| * | R48 48 0 1Tohm |
| .IC V(6)=0.2V | E49 49 0 POLY(2) (13,0) (48,0) 0 0 0 0 1 |
| .IC V(3)=0.2V | R49 49 0 1Tohm |
| .IC V(36)=0.2V | *Eb50=(x1+x2)**2*x2'' |
| .IC V(33)=0.2V | Eb50 50 0 POLY(2) (12,0) (31,0) 0 0 0 0 1 |
| * | R50 50 0 1Tohm |
| .tran 10.000u 50 | *Eb51=V(46) *V(33) |
| 0 0 uic ; | Eb51 0 POLY(2) (46,0) (33,0) 0 0 0 0 1 |
| *ipsp* | R51 51 0 1Tohm |
| .options reltol = 10.000u; *ipsp* | *Eb52=V(47) *V(3) Eb52 52 0 POLY(2) (47,0) (3,0) 0 0 0 0 1 |
| .end | R52 52 0 1Tohm *Eb53=V(50)+V(51) Eb53 53 0 Poly(2) (50,0) (51,0) 0 1 1 R53 53 0 1Tohm *Eb54=V(52) -V(49) Eb54 54 0 POLY(2) (52,0) (49,0) 0 1 -1 R54 54 0 1Tohm *Ec11=V(53)+V(54) Ec11 31 0 POLY(2) (53,0) (54,0) 0 1 1 R31 1 0 1Tohm |

## REFERENCES

[1.] S.S. Walker and J.A. Connelly, "A new negative resistance oscillator model", Circuits, Systems and Signal Processing, 2, 213-238, 1983.

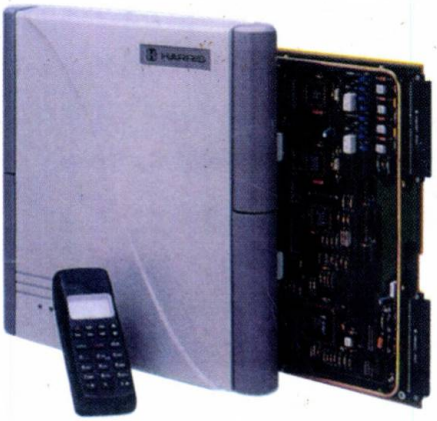
[2.] Investigation of the mathematical properties of a new negative resistance oscillator model, Circuits, Sistems and Signal Processing, No. 2, 187 - 205, 1989.

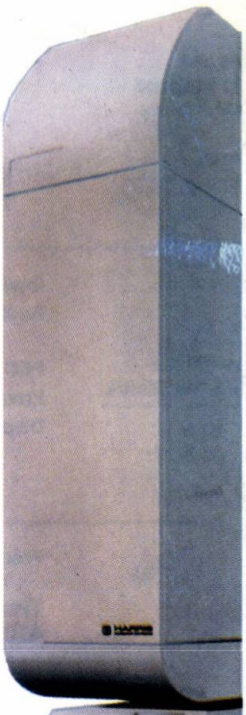
[3.] *** : "PSPICE", Microsim Corporation, Irvine, S.U.A. 1992.

[4.] N. Minorsky, Introduction to Non-Linear Mechanics, J. W. Edwards, Ann Arbor, Michigan, 1947.

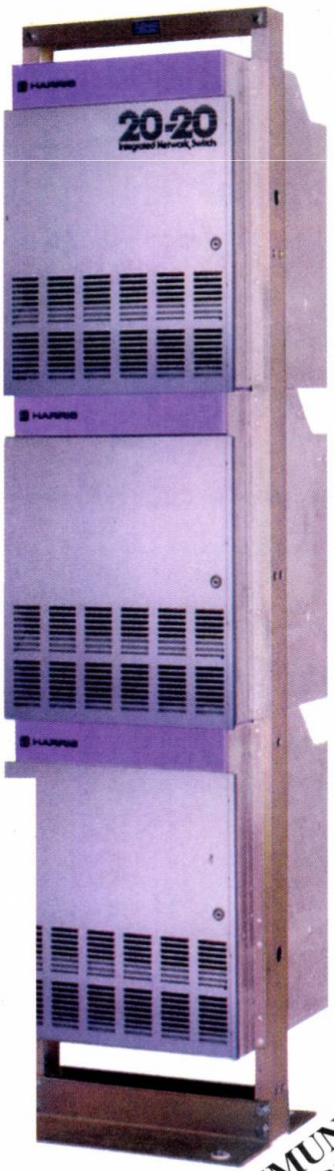
[5.] D. Vizireanu, V. Drogoreanu, New methods of simulation the analogue circuits and algebric functions, Telecomunicaţii, no. 3/1994, 14-20.

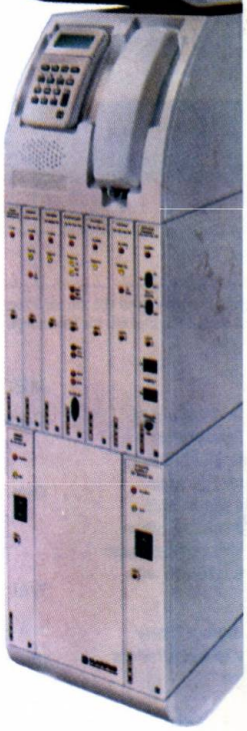
# HARRIS



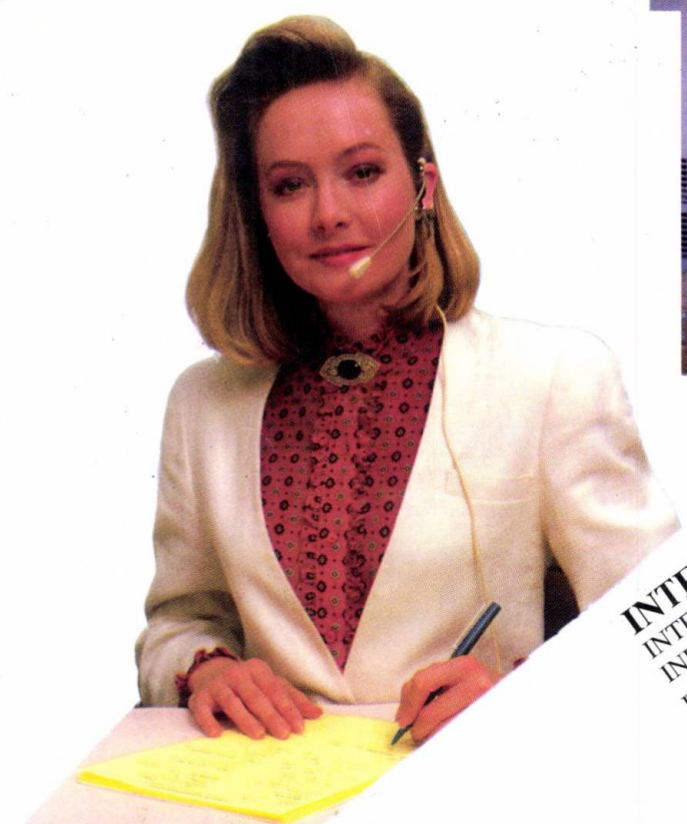


## Superior Communications Tools for the 21st Century



* PABX VOCE/DATE
* CENTRALE CU APEL DIRECT (fără centralistă)
* RELEE MICROUNDE 2 - 38 GHz
* SISTEME de RADIODIFUZIUNE și TV
* REȚELE COMPLEXE de COMUNICAȚII



ISO 9001 Registered

**INTERACTIVE COMMUNICATIONS T&I S.A.**
INTEGRATOR DE SISTEME ȘI SERVICII ÎN TELECOMUNICAȚII
INDUSTRIAL, BANCAR, HOTELIER, MILITAR
Distribuitor: **HARRIS**, ADC, COMMSCOPE, BEST
Sediul Comercial, tel/fax: 312 4356; 312 1139; 637 6468
Sediul Tehnic, tel/fax: 633 2758; 212 0762; 222 8251
București, România